ORSAY
Série A
N° d'ordre

153

T H E S E S

présentées

Université de Paris-Sud

CENTRE D'ORSAY

pour obtenir

Le titre DE DOCTEUR UNIVERSITE

par

BORIE Henri Jean-Claude

1ère THESE : Etude et réalisation d'un système modulaire de positionnement automatique du faisceau sur l'Accélérateur Linéaire d'ORSAY

2ème THESE : Propositions données

Soutenues le 25-06-1973 devant la Commission d'Examen

MM. J. HAISSINSKI Président

P. MARIN
D. VIAULT Examinateurs
R. CHEHAB

ORSAY
Série A
N° d'ordre

153

T H E S E S

présentées

Université de Paris-Sud

CENTRE D'ORSAY

pour obtenir

Le titre DE DOCTEUR UNIVERSITE

par

BORIE Henri Jean-Claude

1ère THESE : Etude et réalisation d'un système modulaire de positionnement automatique du faisceau sur l'Accélérateur Linéaire d'ORSAY

2ème THESE : Propositions données

Soutenues le 25-06-1973 devant la Commission d'Examen

MM. J. HAISSINSKI Président

P. MARIN
D. VIAULT Examinateurs
R. CHEHAB

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

TABLE DES MATIERES

Introduction 1

Chapitre 1 : PROFIL D'UN ASSERVISSEMENT DE POSITION DU FAISCEAU SUR L'ACCELERATEUR LINEAIRE D'ORSAY 5

A. Conditions de "transport" du faisceau 6
B. Correction de la trajectoire par commande manuelle, automatique 17

Chapitre 2 : CAPTEURS 23

A. Conditions d'utilisation 24
B. Choix du capteur 24
C. Moniteur de position à cavité TM_{120} 34
D. Traitement de l'information du moniteur 80

Chapitre 3 : BOUCLE D'ASSERVISSEMENT 116

A. Etude de la chaîne de commande 117
B. Expérimentation 138

Conclusion 141

Références 144

Liste des Graphes 150

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41548020_0017

I N T R O D U C T I O N

Le faisceau d'un Accélérateur Linéaire doit être maintenu dans une zone paraxiale à composantes de champ homogènes, et le fonctionnement assuré dans toute la dynamique de courant faisceau compatible avec la machine, pour un minimum de pertes entre l'injection et l'utilisation [1].

Dans ce but, il faut satisfaire aux conditions suivantes :

. Exécuter et maintenir un alignement précis des éléments constitutifs sur l'orbite de parcours.

. Contenir l'émittance du faisceau dans l'acceptance ou admittance de la machine.

. Eliminer ou compenser les perturbations qui modifient la quantité de mouvement transverse au passage des parties accélératrices et de glissement.

. Corriger l'influence des défauts résiduels précédents sur la trajectoire par un dispositif de guidage, allié à un système de contrôle du faisceau en courant et position ou profil.

Cette dernière opération s'effectue généralement en boucle ouverte : commande manuelle. Les faibles courants crêtes mis en jeu sur nombre de machines pulsées linéaires ou à orbite de révolution - $\hat{I}^{*} \leq$ 100mA - ne peuvent détériorer les parois "lèchées" par le faisceau. De même, la perte du faisceau en phase de réglage n'intervient pas, le plus fréquemment, sur le rendement d'un accélérateur. Simultanément nous remarquons qu'un système asservi s'avère plus complexe et onéreux.

Toutefois, un positionnement automatique du faisceau peut être envisagé :

- Si le rapport du temps de réglage par le cycle utile de la machine n'est pas négligeable. Remarquons à la limite que la perte du faisceau sur un anneau de stockage nécessite une nouvelle phase d'injection.

* $\hat{}$. pour valeur crête à distinguer de : $\bar{}$. pour valeur moyenne.

- Si la puissance transmise par le faisceau excentré est susceptible de nuire au bon fonctionnement de l'accélérateur : dégazages intenses, fort rayonnement, fuite de joints soumis à des gradients de température élevés, claquages ou destruction de composants.

Or le buncher du Linac d'Orsay délivre un courant crête nominal de 600 mA. La puissance transportée par le faisceau peut provoquer des incidents en cas d'impact latéral par claquages (valeur crête) ou échauffement (valeur moyenne), ce qui correspond aux 2 exemples de fonctionnement suivants :

Puissance moyenne élevée :

Dans le cas de l'utilisation actuelle, en fin d'extension, après 16 structures accélératrices ou "sections", pour une énergie nominale à vide $\mathcal{E}_o$ = 1 GeV, un courant $\hat{I}$ = 200 mA, une période d'injection t= 1,5µs. à fréquence de répétition Fr = 50cs, si P est la puissance transportée par le faisceau, l'énergie délivrable est : $\mathcal{E} = \mathcal{E}_o - \Sigma Z.I$ où ΣZ représente l'impédance des sections de l'extension. Soit :

$$\mathcal{E} = 1000 \text{ MeV} - 1000 \text{ MeV} \cdot 0{,}2 \text{ M}\Omega \cdot \text{A} = 800 \text{ MeV}$$

Par suite :

$\hat{P}$ = 160 MW et $\bar{P}$ = 12 KW

Puissance crête élevée :

Pour le Linac utilisé comme injecteur du D.C.I. (dispositif de collision dans "l'igloo"), en tir e^+, il est prévu au niveau du radiateur positron, en fin d'extension :

$\hat{I}$ > 500 mA avec t = 20 ns et Fr = 50 cs

soit[2] :

$\hat{P}$ > 500 MW et $\bar{P}$ > 500 W

Par ailleurs, si une phase d'injection dans le D.C.I. a une durée de l'ordre de 1/4 à 1/2 heure, le réglage du Linac doit être rapide et stable.

Or, pour un faisceau centré au droit d'un intertranche (N°1) à t_o + 5 minutes où t_o est le début d'un tir avec $\hat{I}$ = 50 mA, nous avons observé des dérives aléatoires à $t = t_o$ + 20 minutes, de l'ordre de $|x| = |y| \neq$ 1mm. (Photo b, graphe 66).

Ceci entraîne, pour les conditions expérimentales, une dispersion de trajectoire des particules de 9%, liée à la dispersion chromatique du faisceau. Elle serait de l'ordre de 50% pour $\hat{I}$ = 300 mA. Aussi, avons-nous envisagé la possibilité d'un positionnement automatique du faisceau, par boucles analogiques, afin de maintenir sa trajectoire à moins de $\pm$ 0,5mm de l'axe de la machine.

CHAPITRE -1-

PROFIL D'UN ASSERVISSEMENT DE POSITION DU FAISCEAU SUR L'ACCELERATEUR LINEAIRE D'ORSAY

A- CONDITIONS DE TRANSPORT DU FAISCEAU

I) L'ALIGNEMENT

II) EMITTANCE DU FAISCEAU ET ACCEPTANCE DE L'ACCELERATEUR

OPTIQUE DE FOCALISATION

III) PERTURBATIONS DE LA TRAJECTOIRE : CAUSES, CORRECTIONS APPORTEES

1- LES BLINDAGES

a) But

b) Description sommaire - principe

b1) Blindages magnétiques (matériau, atténuation, traitement)

b2) Bobines de dégaussage (principe, constitution, caractéristiques, méthode de réglage)

2- LES COMPENSATIONS

a) But

b) Principe

3- LES GUIDAGES

a) But

b) Description sommaire - principe(pincipe, caractéristique, guidages intersections et guidages de tranches)

B- CORRECTION DE LA TRAJECTOIRE PAR COMMANDE MANUELLE, AUTOMATIQUE

I) PROCESSUS DE REGLAGE MANUEL

INCONVENIENTS

II) ANALYSE DES PARAMETRES DE GUIDAGE, HYPOTHESE SIMPLIFICATRICE

III) GUIDAGE AUTOMATIQUE DU FAISCEAU

1- *ASSERVISSEMENT DE TRANCHE*

2- *POSITIONNEMENT AUTOMATIQUE SUR LE LINAC*

A- CONDITIONS DE "TRANSPORT" du FAISCEAU

Les exigences auxquelles doit satisfaire l'optique d'une machine s'appliquent en particulier au Linac 2,3 GeV [3] dont le faisceau doit parcourir 285 mètres, de l'injection 1 à "l'igloo", salle des déviations 6 et 7, en restant le plus près possible de l'axe pour "voir" un champ électrique accélérateur nominal homogène.

De toute façon, l'écart de la trajectoire du faisceau par rapport à l'axe doit être inférieur à 9mm, rayon des iris des cavités en fin de section.

I L'ALIGNEMENT de l'accélérateur est réalisé à l'aide d'un théodolite par rapport à un axe extérieur solidaire des supports de sections et le nivellement à l'aide de niveaux à bulles.

Des contrôles et corrections périodiques, effectués par l'Institut Géographique National, permettent de maintenir un profil du Linac aussi voisin que possible de l'axe théorique, malgré les mouvements des bâtiments montés sur pieux. Pour situer un ordre de grandeur des fluctuations, le dernier relevé de nivellement réalisé en Août 1971 [4] fait apparaître un affaissement de 4mm en tête de machine par rapport à 1970.

II EMITTANCE DU FAISCEAU et ACCEPTANCE de L'ACCELERATEUR

Le diamètre du faisceau tend à augmenter sous l'influence de la charge d'espace et des composantes transverses de champ accélérateur lorsque les électrons, après l'injection, ne sont pas encore en régime ultrarelativiste.

OPTIQUE DE FOCALISATION [5,6]

Un système de confinement permet de limiter en tout point de la machine cette extension radiale, disposant de solénoïdes et lentilles pour les faisceaux de basse énergie, de doublets et triplets de quadripoles à moyenne et haute énergie.

Pour la focalisation sur cible, radiateur e^+ ou écran, on utilise un triplet de quadripoles en focalisation forte.

III PERTURBATIONS DE LA TRAJECTOIRE : CAUSES, CORRECTIONS APPORTEES

En supposant que l'alignement est correct, la trajectoire du faisceau s'écarte de l'axe sous l'action de champs parasites extérieurs continus, alternatifs B.F. ou rapidement variables.

Si la focalisation du faisceau est réalisée, le dispositif de centrage utilisé doit en assurer la bonne transmission. Dans cette perspective il comporte [7] :

- des ensembles de blindages contre les champs parasites, à réglage fixe et permanent.
- des ensembles de compensation des défauts de focalisation, à réglage fixe conditionnel.
- des ensembles de guidages : bobines courtes à réglage variable en fonction de l'énergie pour corriger l'influence des défauts résiduels.

Le système adopté est à fonctions séparées afin de pouvoir suivre l'évolution des différentes causes de perturbations, ce qui simplifie très sensiblement les réglages et améliore les qualités optiques de la transmission, la dispersion chromatique en particulier.

1- *LES BLINDAGES*

a) But : Les ensembles de blindage sont destinés à annuler, sur l'axe, les effets des champs magnétiques parasites extérieurs tels que :

. Le champ terrestre qui crée le maximum de perturbations sur le Linac orienté OUEST → EST (graphe 1)

. Les matériaux magnétiques dans la maçonnerie, de béton armé, située à proximité du guide d'accélération.

. Les lignes de distribution à courant continu.

. Les champs alternatifs à 50 Hz des lignes d'alimentation.

. Les champs rapidement variables dont les perturbations sont dues essentiellement aux impulsions de courant des modulateurs, à 2 spectres superposés : celui de l'impulsion d'alimentation et celui des éclateurs, dans une plage de fréquences plus élevée.

Des spectrogrammes ont été établis par l'Office de Radiodiffusion Télévision Française en Novembre 1971 [8].

Un exemple donne l'ordre de grandeur du rôle de ces perturbations[9].

En l'absence de "protection" au niveau de la section 21, avec un champ parasite moyen mesuré de 1 Œ, un faisceau de 200 MeV, parfaitement centré au droit de l'intertranche 5, se perdrait contre les parois des cavités de la section 22, aucun guidage ne corrigeant sa trajectoire à ce niveau (graphe 2).

b) Description sommaire - Principe :

Des blindages sont utilisés pour soustraire le faisceau à ces perturbations. Suivant le type des sections, focalisées ou non, sont tour à tour employés :

- des blindages magnétiques
- des bobines de dégaussage appelées localement "blindages électriques".

b1) Blindages magnétiques :

Ils équipent les sections courantes dépourvues de bobines de focalisation. Leurs enveloppes sont revêtues de cylindres en matériau à fort coefficient de perméabilité.

Matériau :

Des mesures effectuées sur divers types de blindages magnétiques (graphe 3) ont permis de fixer le choix, compte-tenu du niveau des champs parasites, sur des cylindres de mu-métal brasés. Dans le cas où cette utilisation n'est pas possible, le blindage est assuré avec des feuilles cerclées, recuites après roulage.

La composition du mu-métal utilisé est la suivante :

76 % Ni + 17 % Fe + 5 % Cu + 2 % Cr ou Mn

Atténuation :

Le champ uniforme subsistant à l'intérieur d'un cylindre long de matériau à fort μ, de rayon intérieur b, extérieur a, plongé dans un champ uniforme $\vec{H}$ - champs parasites - a pour expression [10] :

$$H_{int} = \frac{4 \mu H}{(\mu + 1)^2 - (\mu - 1)^2 . \frac{b^2}{a^2}} \qquad \text{(Fig.1.1)}$$

soit :

$$H_{int} \approx \frac{4}{\mu} . \frac{H}{1 - \frac{b^2}{a^2}} \qquad (\mu >> 1)$$

ou :

$$\mu = A . \frac{4}{1 - \frac{b^2}{a^2}}$$

$$A = \frac{\mu}{4} \left(1 - \frac{b^2}{a^2} \right)$$

avec : $A = \frac{H}{H_{int}}$, atténuation

Relation équivalente ici à la formule approchée de Teasdale :

$$A = \frac{\mu}{2} . \frac{e}{a}$$

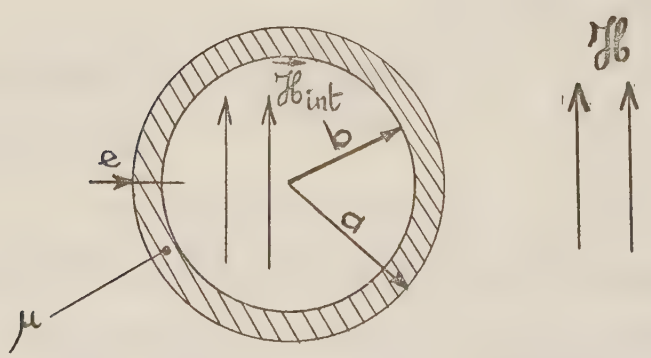


Figure 1.1 BLINDAGE CYLINDRIQUE

Traitement :

Ces blindages sont magnétiquement très fragiles : tout choc détériore les performances du matériau. Aussi, lors d'un démontage de section accélératrice, pour le nettoyage des cavités par exemple, il est prévu un traitement du mu-métal pour lui redonner ses qualités de perméabilité initiales. Il consiste en un recuit dont le rôle est de faire disparaître les tensions internes.

L'opération de recuit est effectuée au Laboratoire (Service de technologie - M. Round). Les manchons de mu-métal sont disposés dans une enceinte étanche (graphe 4.A). Une circulation d'un gaz (Argon + 3 % d'hydrogène) est assurée pour éviter des phénomènes d'oxydation, de carburation et de sulfuration du mu-métal.

Le recuit s'effectue suivant un cycle précis dont les paramètres importants sont le niveau de température à atteindre - 1000°C - ainsi que la vitesse rapide de refroidissement. (graphe 4.B).

Des mesures faites sur échantillons prélevés avant et après traitement permettent de juger de l'efficacité du recuit (graphe 5). Pour un champ de 2 Œ l'atténuation passe de 80 avant traitement à 125 après recuit [11].

b2) Bobines de dégaussage appelées "Blindages électriques" :
(photo A du graphe 6)

Les matériaux à haute perméabilité seraient saturés sur les sections focalisées. Leur saturation apparaît vers quelques oersteds, alors que les bobines créent des champs de focalisation de l'ordre du millier d'oersteds avec des champs de fuite importants.

L'emploi du mu-métal éliminé de ce fait, en dehors de tout problème mécanique d'implantation, nous avons choisi une solution de type électrique.

Principe :

On crée un champ de correction opposé au champ magnétique parasite qui tendrait à dévier le faisceau suivant la loi de Laplace.

Constitution :

Une section focalisée est protégée par un ensemble de 2 bobines H. et V. Cette appellation est conventionnelle puisqu'il s'agit en réalité de bobines inclinées à 45° par rapport aux axes horizontal et vertical (figure 1.2). Cette disposition a dû être adoptée pour des raisons mécaniques (obstacles dûs aux "T" de pompage et supports de sections en particulier).

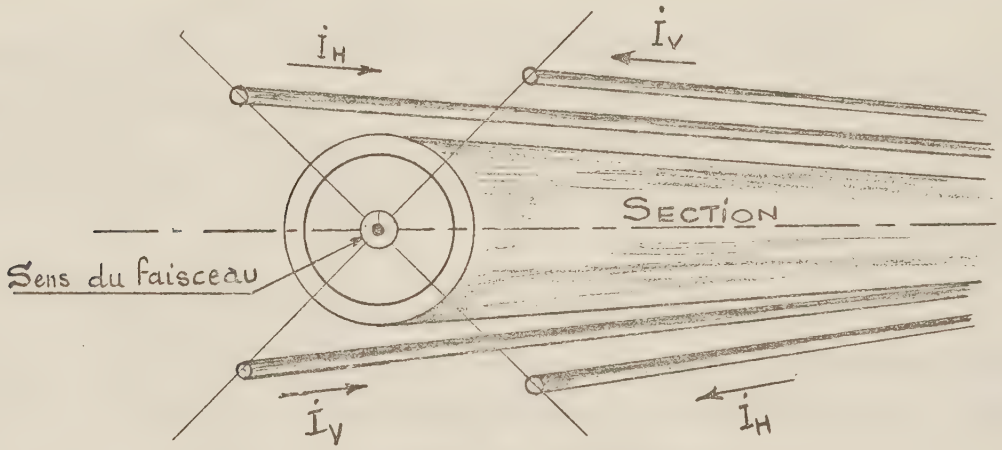


Figure 1.2 BOBINES DE DEGAUSSAGE dites "BLINDAGE ELECTRIQUE"

Caractéristiques :

Les bobines ont même longueur que la section, $\ell \# 6$ mètres, et se présentent sous la forme de barres (graphe 7).

Une bobine est constituée de 2 barres diamétralement opposées, déconnectables pour l'installation. Les 40 spires d'une bobine sont en série - $R \# 10\ \Omega$.

La technologie de ces bobines est étudiée en fonction de la tenue au rayonnement. En effet, leurs éléments placés dans les conditions les plus défavorables, c'est-à-dire près des radiateurs positrons, peuvent subir un flux de

$$2 \cdot 10^5 \text{ Rad. } h^{-1}$$

d'après les mesures effectuées par le service de protection des radiations en Février 1967.

Le champ magnétique de correction sur l'axe est de la forme :

$$H_{Oe} \# \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I^{A}}{d_m} \cdot 4\pi\ 10^{-3} .\ 2N$$

Sur chaque voie, H. ou V., le débit maximum par amplificateur de courant est de 1A. Avec une distance des conducteurs à l'axe de la machine d = 0,332m et un nombre de conducteurs / barre N = 40, la correction maxima par composante est :

$$H_{max} \# 0{,}5\ Oe \ /\ \text{jeu H. ou V.}$$

Le règlage du débit est assuré par potentiomètre hélicoïdal avec une stabilité de 1 % pour un fonctionnement de 48 heures.

Méthode de réglage :

Au niveau de chaque section compensée électriquement, une cartographie des champs parasites continus et lentement variables a été établie systématiquement.

L'intégration des composantes horizontale et verticale de ces champs parasites permet d'établir les corrections moyennes qu'il convient de leur opposer (graphe 8 : exemple de relevé effectué sur la section 21).

Le champ créé par le jeu de dégaussage ainsi déterminé, il suffit d'afficher pour chaque bobine l'intensité et le sens du courant correspondant, puis de le vérifier régulièrement.

2- *LES COMPENSATIONS*

a) But : Les ensembles de compensation sont destinés à annuler les effets transverses dûs aux irrégularités du champ axial de focalisation. Le graphe 9 donne le relevé de champ magnétique axial sur la section 29. Ces irrégularités peuvent être causées par :

. L'inclinaison des bobines de focalisation sur l'axe de l'accélérateur (inclinaison mécanique $\Longrightarrow$ inclinaison électrique).

. La non coïncidence des axes électriques et mécaniques de certaines bobines de focalisation (alignement mécanique $\Longrightarrow$ inclinaison électrique)

De telles perturbations se traduisent par des composantes transverses de champ qui peuvent ne pas être négligeables. Au droit de telles irrégularités sont disposées, autant que la situation le permet, des bobines de compensation.

b) principe :

Le principe utilisé est le même que pour les bobines de dégaussage. Les compensations réalisées comportent des bobines courtes du même genre que celles utilisées pour les guidages, avec des corrections à apporter de quelques oersteds.

3- *LES GUIDAGES*

a) But : : Les ensembles de guidage permettent de ramener les électrons (ou positrons) sur l'axe de la machine, corrigeant les actions déflectrices dues en particulier :

. au défaut d'alignement des sections.

. aux composantes transverses de champ des coupleurs d'entrée des sections.

. à l'action des champs parasites dans les espaces non "blindés", à cause de la configuration géométrique locale, tels que les déviations, les "T" de pompage soumis au champ de fuite des pompes à titane.

Ils complètent l'action des ensembles de compensation et de blindage.

b) Description sommaire - Principe :

Des bobines situées dans 2 plans perpendiculaires sont fixées à même les enveloppes de section, leurs bobines de focalisation ou les tubes

de glissement (photo B du graphe 6). Elles sont de courte longueur ($\ell \leq 90$cm) et en nombre limité pour réduire la dispersion de trajectoire des particules due à la dispersion chromatique du faisceau, de valeur angulaire [1] :

$$D = \alpha \cdot \frac{\Delta p}{p} \qquad \text{(Fig. 1.3)}$$

où $\frac{\Delta p}{p}$ est la dispersion de la quantité de mouvement en M, niveau de la correction.

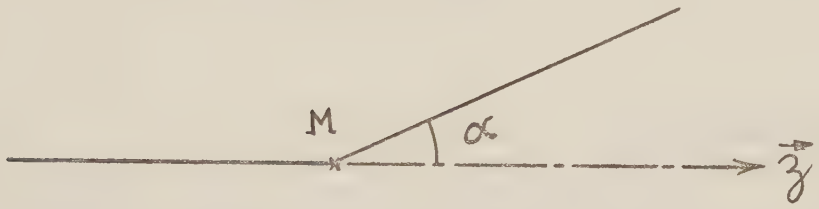


Figure 1.3

Principe :

Une bobine de ce type, parcourue par un courant continu I, crée, dans la zone axiale, un champ magnétique $\vec{H}$ normal au plan formé par les conducteurs rectilignes de la bobines (graphe 10).

En vertu de la loi de Laplace, un faisceau de particules chargées soumis à l'action de ce champ subit une déflexion dans le plan de la bobine :

. Bobine H : déflexion horizontale x (champ vertical) . Bobine V : déflexion verticale y (champ horizontal)	Fig.1.4

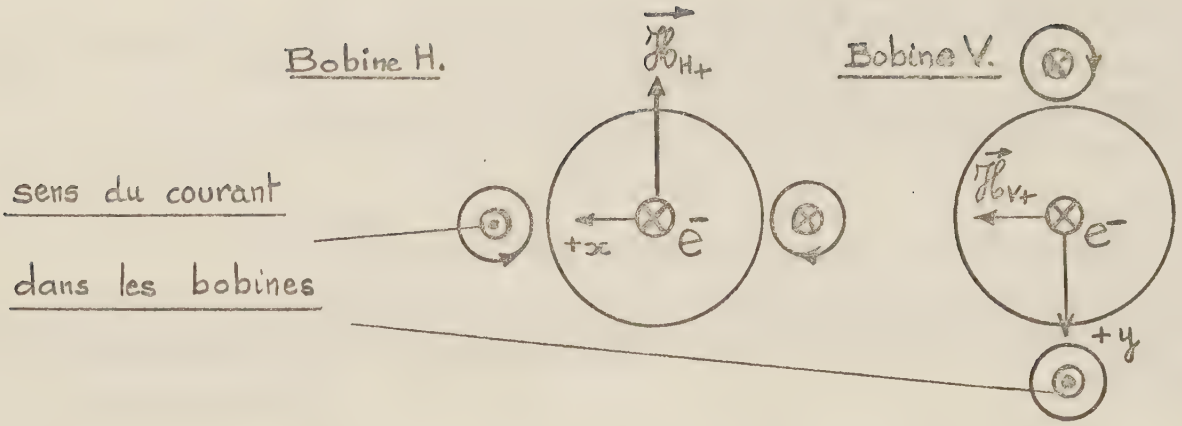


Figure 1.4 ACTION DES GUIDAGES

Caractéristiques :

Chaque ensemble de guidage crée localement un champ magnétique tel qu'il permet d'assurer, dans tous les cas, une transmission correcte du faisceau jusqu'aux bobines suivantes.

Les guidages sont alors calculés à partir des paramètres :

- déflexion maxima $\delta_{max} = 9mm$
- énergie V_{n-1} du faisceau au niveau des bobines et celle acquise, V_n, au niveau du guidage suivant.
- géométrie des bobines, L_{n-1}, dont les cotes sont adaptées à chaque lieu d'implantation.

soit :

$$G_{n-1} = f\left(\delta_{max}, V_{n-1}, V_n, L_{n-1}\right) \qquad (1.I)$$

Alimentés en basse tension, $V_{max} = 30V$, et faible courant, $I \leq 1A$, les jeux de bobines doivent présenter une impédance : $30\Omega \leq R \leq 60\Omega$. Les bobines comportent plusieurs centaines de spires, en fil de cuivre émaillé renforcé, FORMREX, de quelques dixièmes de mm de diamètre.

Guidages intersections et guidages de tranches :

Remarquons que les électrons de faible énergie sont plus sensibles aux champs parasites, aussi avons-nous 4 jeux de guidages sur la tranche faisant suite à une injection (e^-) ou production (e^+) : guidages de sections (G.S.)

Par contre, à partir de quelques 100 MeV, le faisceau peut être guidé de tranche en tranche avec des portées moyennes de 25 mètres. C'est le rôle des guidages de tranches (G.T.)

B- CORRECTION DE LA TRAJECTOIRE PAR COMMANDE MANUELLE, AUTOMATIQUE

I PROCESSUS DE REGLAGE MANUEL

A partir d'un tir type, les valeurs affichées pour les courants de guidage permettent le passage d'un faisceau à travers la machine.

Les guidages intersections sont réglés de façon à avoir :

- un courant maximum sur le tore à la sortie de la tranche.
- l'annulation du signal de position sur le capteur placé à la sortie de la tranche et la minimisation du signal sur le positionneur suivant.

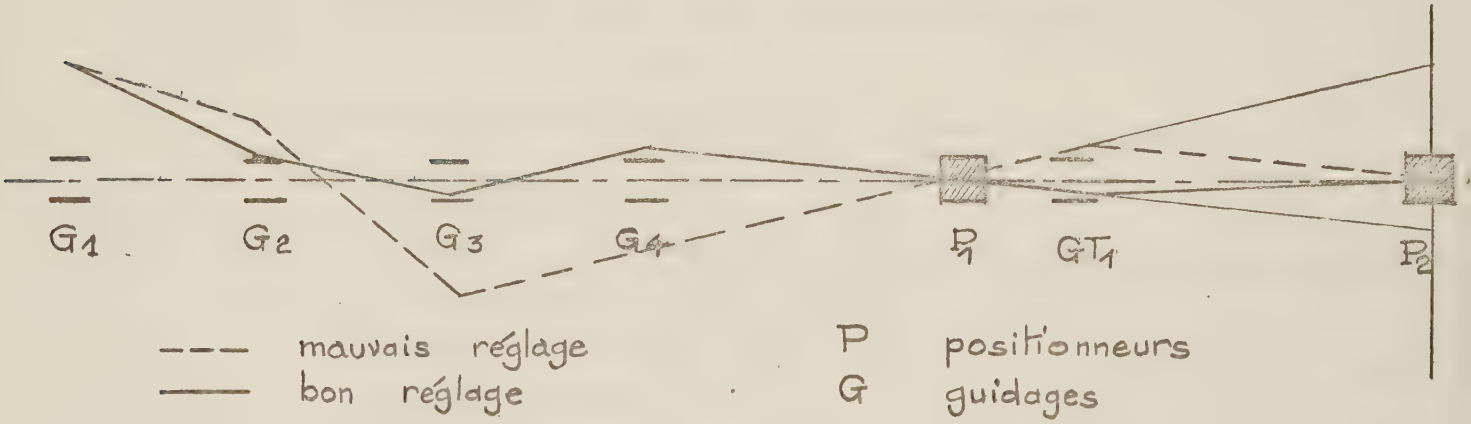


Figure 1.5 REGLAGE DES GUIDAGES

Il ne reste plus qu'à utiliser au mieux les guidages intertranches pour annuler les signaux de position sur tous les autres positionneurs (Fig.1.5)

INCONVENIENTS

Un diagnostic de position effectué par l'opérateur, suivi d'une correction manuelle par commande en tension de l'alimentation de guidage avec contrôle simultané de l'effet produit à l'aide du positionneur, introduit un temps de réglage à répercuter sur les 2 voies , H et V, du guidage considéré et sur les suivants.

De plus, le réglage doit être contrôlé et au besoin repris à la suite de toute modification, en amont, de la phase des sections ou des éléments de focalisation, ainsi qu'après un temps de stabilisation en température de la machine.

Dans le cas de fonctionnement du Linac à fort courant, à fortiori en impulsions larges ou cycles courts d'utilisation de la machine, il peut être intéressant d'asservir la position du faisceau.

Il convient alors d'analyser l'action d'un guidage pour déterminer le rôle des différents paramètres à prendre en considération lors de la correction magnétique.

II ANALYSE DES PARAMETRES DE GUIDAGE ; HYPOTHESE SIMPLIFICATRICE

Nous allons étudier le cas général de l'action d'un guidage de tranche sur la trajectoire de faisceau. Le guidage intersection n'en est qu'un cas particulier. La transmission globale du faisceau est une succession de "cellules" identiques, en cascade.

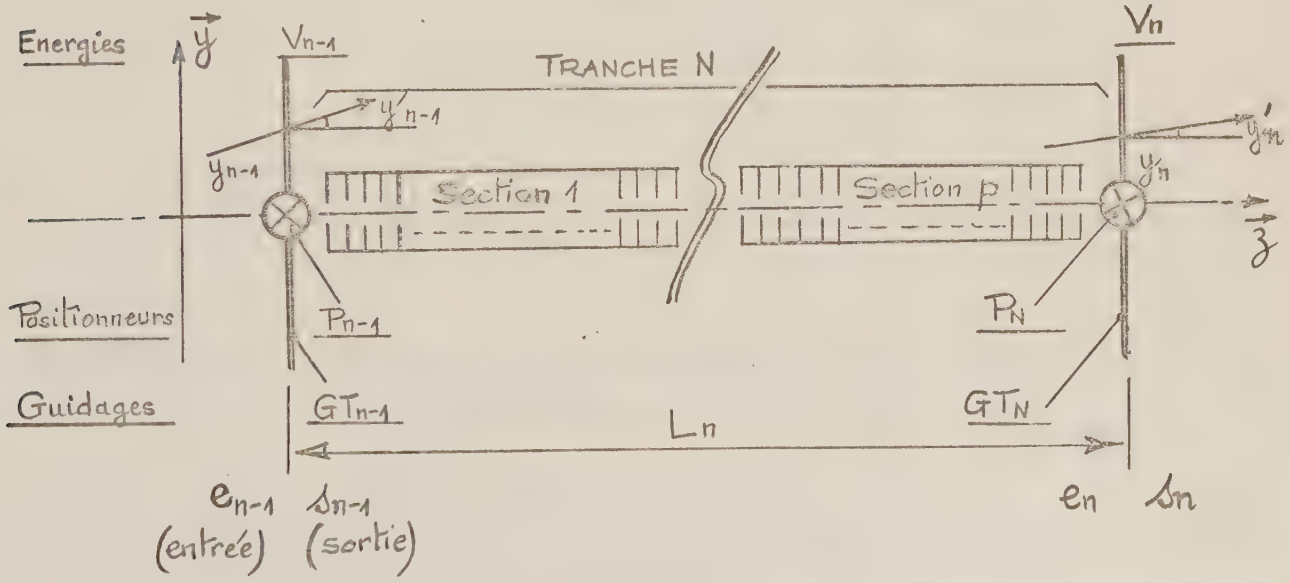


Figure 1.6 ACTION D'UN GUIDAGE

Si L_n est la longueur de la tranche T_n composée de p sections accélératrices (pour le Linac : $2 \leq p \leq 5$) la transmission du faisceau dans le plan $|y,z|$ ou $|x,z|$ peut se caractériser par (Fig. 1.6) :

$$\begin{pmatrix} y_n \\ y'_n \end{pmatrix}_{e_n} = \begin{bmatrix} 1 & \ell_n \\ 0 & V_{n-1}/V_n \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y_{n-1} \\ y'_{n-1} \end{pmatrix}_{s_{n-1}} \qquad (1.II)$$

où :

y_{n-1} et y'_{n-1} sont respectivement l'écart par rapport à l'axe et la pente, à l'entrée de la tranche.

y_n et y'_n l'écart et la pente à la sortie de la tranche.

V_{n-1} et V_n l'énergie du faisceau à l'entrée et à la sortie de T_n

ℓ_n la longueur "réduite" de la tranche N :

$$\ell_n = L_n \cdot \frac{\alpha_n}{1 - \alpha_n} \cdot \text{Log} \frac{1}{\alpha_n} \quad \text{avec} \quad \alpha_n = \frac{V_{n-1}}{V_n} \qquad (1.III)$$

or :

$$\begin{bmatrix} 1 & \ell_n \\ 0 & V_{n-1}/V_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & V_{n-1}/V_n \end{bmatrix}}_{[A]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \ell_n \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{[B]} \qquad (1.IV)$$

[A] traduit la modification des angles dans le rapport énergétique

[B] traduit l'espace de glissement

(1.II) peut encore s'écrire :

$$\begin{pmatrix} y_n \\ y'_n \\ 1 \end{pmatrix}_{e_n} = \begin{bmatrix} 1 & \ell_n & 0 \\ 0 & V_{n-1}/V_n & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y_{n-1} \\ y'_{n-1} \\ 1 \end{pmatrix} \qquad (1.V)$$

Considérons le guidage comme un élément mince : accélération négligeable au niveau des bobines. Cette condition est réalisée si, ℓ étant la longueur du guidage, on a : $\ell \ll L_n$

Le système entrée-sortie du guidage GT_{n-1} s'écrit :

$$\begin{pmatrix} y_{n-1} \\ y'_{n-1} \\ 1 \end{pmatrix}_{s_{n-1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & G \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y_{n-1} \\ y'_{n-1} \\ 1 \end{pmatrix}_{e_{n-1}} \qquad (1.VI)$$

Où : G représente l'action du guidage GT_{n-1}

De (1.V) et (1.VI) :

$$\begin{pmatrix} y_n \\ y'_n \\ 1 \end{pmatrix}_{e_n} = \begin{bmatrix} 1 & \ell_n & 0 \\ 0 & V_{n-1}/V_n & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & G \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y_{n-1} \\ y'_{n-1} \\ 1 \end{pmatrix}_{e_{n-1}}$$

En effectuant :

$$\begin{pmatrix} y_n \\ y'_n \\ 1 \end{pmatrix}_{e_n} = \begin{bmatrix} 1 & \ell_n & \ell_n G \\ 0 & V_{n-1}/V_n & \left(\frac{V_{n-1}}{V_n}\right) \cdot G \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y_{n-1} \\ y'_{n-1} \\ 1 \end{pmatrix}_{e_{n-1}} \qquad (1.VII)$$

Il serait possible d'asservir le faisceau de tranche en tranche à partir de l'angle et de la position ou écart par rapport à l'axe de la machine.

De (1.VII) :

$$\left| \begin{array}{lcl} y_n = y_{n-1} + \ell_n . y'_{n-1} + \ell_n . G \\ y'_n = \frac{V_{n-1}}{V_n} . y'_{n-1} + \frac{V_{n-1}}{V_n} . G \end{array} \right. \qquad (1.VIII)$$

Cependant, le système peut se simplifier avec la remarque suivante : annuler l'écart sur les 2 positionneurs précédents P_{n-2} et P_{n-1} revient à fixer les conditions initiales pour le faisceau à l'entrée de la tranche N :

$y'_{n-1} \neq 0$ pente pratiquement nulle

$y_{n-1} = 0$ écart à l'axe nul

L'expression de la position en sortie (1.VIII) devient alors :

$$\boxed{y_n = \ell_n \cdot G} \qquad (1.IX)$$

Elle est fonction de la variation énergétique et de l'action du guidage, caractéristique des bobines, de la forme :

$$G = \frac{\Delta p_y}{p_z} = \frac{eB_\perp \ell}{p_z}$$

avec :

- e charge de l'électron
- $B_\perp$ champ d'induction magnétique créé par le guidage
- ℓ longueur du guidage
- $p_{y,z}$ quantité de mouvement suivant y,z.

III GUIDAGE AUTOMATIQUE DU FAISCEAU

1- *ASSERVISSEMENT DE TRANCHE*

S'il existe une infinité de solutions pour le réglage de la transmission en cours de tranche suivant une injection, e^+ ou e^-, avec 4 jeux de guidages, par contre le système intertranche ne présente qu'un degré de liberté

et une seule valeur de champ transverse pour des conditions d'entrée et de sortie données, en énergie et position : écart nul par rapport à l'axe, pente pratiquement nulle à l'entrée de la tranche.

Les mouvements H.et V. des guidages sont découplés.

Le synoptique proposé d'un guidage automatique du faisceau à travers une tranche accélératrice, avec boucle analogique, est le suivant : (Fig. 1.7)

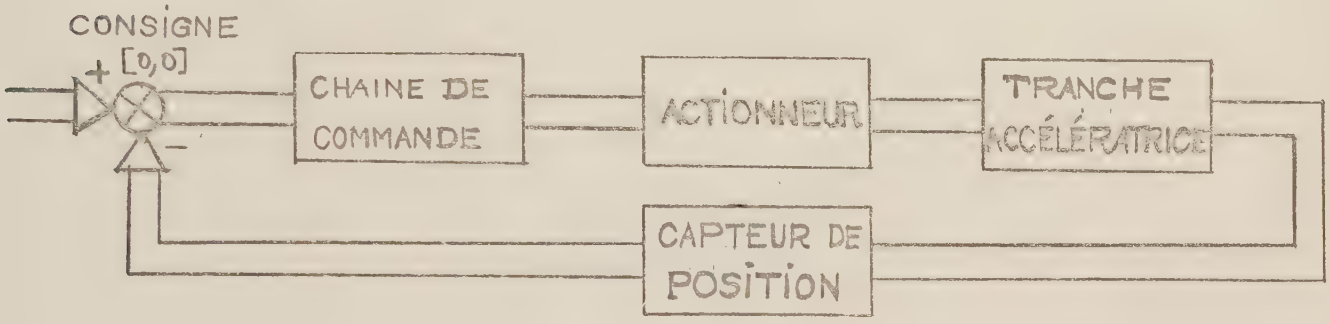


Figure 1.7 SYNOPTIQUE D'UN GUIDAGE AUTOMATIQUE DE TRANCHE

La présente étude va porter sur l'aspect théorique et la réalisation d'une telle "cellule" élémentaire d'asservissement de position, avec résultats expérimentaux des essais effectués sur la tranche 1 du Linac.

2-*POSITIONNEMENT AUTOMATIQUE SUR LE LINAC*

L'asservissement étendu à tout ou partie de l'accélérateur peut être réalisé à partir d'une succession de cellules identiques, au gain de tranche près, qui doit déboucher sur un système stable puisqu'à bouclages indépendants. Son temps de réponse est :

$$t_{total} \leq n \cdot t_{cellule}$$

où n est le nombre de tranches à asservir.(à partir de T_1 , $n_{max} = 9$)

Un asservissement qui tolère 100ms pour régler une transmission de tranche permet un réglage global du Linac en moins d'une seconde, assurant ainsi une sécurité de fonctionnement.

CHAPITRE - 2 -

CAPTEURS

A- CONDITIONS D'UTILISATION

B- CHOIX DU CAPTEUR

I) PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

II) DIFFERENTS TYPES DE MONITEURS UTILISES

1- MONITEURS DETECTANT LES FREQUENCES DU LOBE 0

a) Capteurs à ferrites

b) Autres matériaux à μ élevé

c) Systèmes divers

2- CAPTEURS FONCTIONNANT SUR LE LOBE 1

a) Les moniteurs à boucles apériodiques (principe, résultats expérimentaux)

b) Les dispositifs à antenne

c) Les moniteurs à cavité résonnante, anneau résonnant guide

3- MONITEURS DU LOBE 2 ET DES LOBES SUPERIEURS

III) MONITEUR ADOPTE POUR LE LINAC 2,3 GeV D'ORSAY

C- MONITEUR DE POSITION A CAVITE TM_{120}

I) PRINCIPE

II) EXPRESSION DES CHAMPS DANS LA CAVITE POUR LE MODE TM_{120}

D- TRAITEMENT DE L'INFORMATION DU MONITEUR

I) REFERENCE DE PHASE ET SIGNE DE L'INFORMATION

1- DISCRIMINATION DE PHASE

2- REALISATION DU CIRCUIT DE COMPARAISON

a) Référence de phase utilisée : cavité réentrante

a1- principe

a2- expression de la puissance de sortie

a3- sensibilité
- a 3.1- choix des paramètres.Cotes
- a 3.2- caractéristiques de la cavité.
- a 3.3- puissance de sortie, sensibilité.

a4- technologie

b) Comparateur de phase

b1- élaboration de l'information de position
- discriminateur, coupleur, déphaseur, détection

b2- élaboration de signaux annexes

II) NORMALISATION

1- MONITEUR DE COURANT

a) Choix du capteur

b) Mesureur à tore magnétique

b1- principe

b2- fixation des paramètres

b3- réalisation
- b 3.1- tore
- b 3.2- enroulement de mesure
- b 3.3- boucle d'étalonnage

b4- technologie

b5- transmission et lecture du signal (b5.1-influence des câbles de transmission, b5.2-amplificateur d'impulsions).

2- *DIVISION*

a) Données. Modification des chaînes d'intégration

b) Informations délivrées par les capteurs

c) Traitement de l'information

III) PUISSANCE DE SORTIE THEORIQUE DE LA CAVITE

1- 1ère METHODE : DISTRIBUTION DES CHAMPS

2- 2ème METHODE : ANALOGIE B.F.

IV) ELABORATION DU SIGNAL DE POSITION

V) CARACTERISTIQUES DU POSITIONNEUR

1- CHOIX DES PARAMETRES FIXANT LA SENSIBILITE

a) Fréquence de résonance, b) Coefficient de surtension en charge, c) Sélectivité, d) Coefficient de surtension à vide, e) Impédance shunt, f) Dimensions de la cavité, g) Facteur de transit, h) Sensibilité prévue.

2- MESURES STATIQUES

a) Champ électrique et linéarité - axe électrique

b) Sensibilité (b1-fréquence de résonance, b2- coefficient de surtension, b3-couplage, b4-impédance shunt, b5-puissance de sortie.

3- MESURES DYNAMIQUES

a) Linéarité

b) Phase

c) Mesure dynamique de la puissance de sortie (c1-sensibilité, c2-dynamique de sortie, c3-rapport signal/bruit, c4-puissance prélevée au faisceau).

VI) TECHNOLOGIE

Les conditions d'utilisation du moniteur sont fixées tant par les caractéristiques de la machine que par la qualité de la transmission imposée.

Ces normes guident le choix du type de capteur à utiliser et la définition de ses paramètres.

A- CONDITIONS D'UTILISATION

Le positionneur doit fonctionner, en régime pulsé, avec un faisceau d'électrons, d'intensité comprise entre 10 et 200 mA, pour le Linac 2,3 GeV.

L'impulsion de faisceau a une largeur t réglable entre 0,5 et 1,8µs, généralement 1,5µs, avec une fréquence de répétition habituelle de 50 c/s, possible de 100 c/s.

Nous avons vu que l'écart maximum du faisceau par rapport à l'axe de la machine ne doit pas excéder $\delta_{max} = \pm 9$mm.

La sensibilité des capteurs doit permettre d'assurer un guidage, tant manuel qu'automatique, à 0,5 mm de l'axe près.

B- CHOIX DU CAPTEUR

L'examen des différentes solutions de positionneurs non destructifs du faisceau étudiés jusqu'alors (1965), a permis d'opter pour un moniteur à cavité résonnant à 3 Gc/s fréquence fondamentale de modulation du faisceau, en mode TM_{120}.

I PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Considérons le faisceau bunché : la fonction i(t) peut être décomposée en série de Fourier. On obtient un spectre d'analyse de fréquence fondamentale $f = \omega/2\pi = 3$ Gc/s faisant apparaître des composantes correspondant à ses lobes $\{0\}$, $\{1\}$, $\{2\}$, ... $\{n\}$, que l'on peut échantillonner à la fréquence de récurrence $1/T = 50$ c/s (ou 100 c/s) des impulsions[12].

Les moniteurs peuvent donner l'image de l'impulsion de courant, sensible ou non à l'écart de position suivant le type de capteur recherché, en détectant les fréquences du lobe $\{0\}$, sans dépasser quelques 100 Mc/s.

Ils peuvent résonner sur l'un des champs correspondant au fondamental à 3 Gc/s rayonné par l'accélérateur, lobe $\{1\}$, ou sur un harmonique supérieur :

harmonique 2 à 6 Gc/s	,	lobe $\{2\}$
harmonique 3 à 9 Gc/s	,	lobe $\{3\}$
harmonique n à (nx3)Gc/s	,	lobe $\{n\}$ ....

II DIFFERENTS TYPES DE MONITEURS UTILISES

Des moniteurs peuvent être conçus pour fonctionner sur l'un quelconque de ces lobes, mais généralement le choix se limite aux lobes $\{0\}$ et $\{1\}$ quelquefois $\{2\}$ et $\{3\}$. La sensibilité obtenue en regard des moyens à mettre en oeuvre, les techniques de réglage, les performances visées et le coût des opérations interviennent dans cette limitation.

1- *MONITEURS DETECTANT LES FREQUENCES DU LOBE* $\{0\}$:

Ils traduisent seulement l'enveloppe des impulsions de courant du faisceau. De nombreux dispositifs, de type inductif, entrent dans cette catégorie. L'utilisation de matériaux à coefficient de perméabilité élevé permet d'accroître leur sensibilité :

a) Capteurs à ferrites de formes et d'applications diversifiées :

. batonnets : un dispositif avec bobinages sur barreaux de ferrite a été étudié en 1964 au Laboratoire [13], présentant les caractéristiques suivantes :

- sensibilité $s = 40\ \mu\hat{V} / m\hat{A}.mm$
  avec un ampli de 60 dB : $s = 4\ m\hat{V} / m\hat{A}.mm$
- temps de montée $t_m \neq 0{,}15\ \mu s$
- précision évaluée à 1/4mm.

Notons que ce type de moniteur a été retenu ultérieurement pour les positionneurs de l'A.L.S. (Saclay) avec une sensibilité différentielle [14] :

$$s \neq 30\ \mu\hat{V} / m\hat{A}.mm$$

. 4 éléments disposés en rectangle, c'est le cas du moniteur de courant et position du synchrotron à électrons 10 GeV de Cornell [15].

. Tores : tel le mesureur de position équipant le Linac 600 MeV de DESY à Hamburg [16,17], le moniteur de courant et position du Synchrotron DESY [17].

. Tore à 4 poles rapportés, variante du cas précédent : mesureur de courant et position de l'A.L.S. (Saclay) [18].

b) Autres matériaux à μ élevé. D'autres matériaux (hipersil, permalloy, mumétal, trafoperm, ultraperm...) peuvent s'associer aux éléments à ferrite pour obtenir une bande passante plus élevée, cas du tore type ns du Linéaire de Glasgow [19], ou les remplacer, tore à ruban de permalloy type μs de Glasgow, à ruban de mumétal du Laboratoire à Haute Energie de Rutherford [20], d'ultraperm 10 Vacuumschmelze du MPS (CERN) [21], de M 1040 et supermalloy du Synchro-cyclotron d'Orsay [22]. Pour les feuilles spiralées, la perméabilité initiale et l'importance des courants de Foucault diminuent avec l'épaisseur du ruban : une épaisseur de 10 à 50 μ semble constituer un bon compromis.

Il s'agit, pour toutes ces applications, de moniteurs de courant.

c) Systèmes divers : Toutes les combinaisons sont possibles pour adapter localement un type de capteur aux besoins de contrôle de la machine. Ainsi, le moniteur de

position à boucles dont le signal de sortie est prélevé par un tore de ferrite, Glasgow [19].

Nous ne développerons pas ici la multiplicité des mesureurs de courant utilisés, amplement décrite ailleurs [23,24], dont l'information obtenue par couplage magnétique avec le faisceau peut être utilisée :

- . en montage intégrateur à tore résonnant [25,...29]
- . en dispositif à bobine de contre-réaction [30,31]
- . en transformateur d'impulsion [32,...41]

La première version est souvent adoptée, avec une technologie soignée, pour les mesures précises de charges. La dernière est fréquemment retenue pour les moniteurs de faisceau direct. Elle permet en effet de "visualiser" l'influence des divers paramètres de réglage de la machine sur les fronts et le plat de l'impulsion. Les positionneurs de type inductif nécessitent un traitement différentiel des informations fournies par chaque voie symétrique H ou V. Ils peuvent également fournir une indication de la valeur du courant par sommation des signaux précédents [17,18] ou de ceux délivrés par des enroulements supplémentaires [15].

Tous ces dispositifs présentent un réel intérêt vu leur faible encombrement et leur technologie peu onéreuse à précision moyenne (jusqu'à $\pm$ 10%). Lors du choix des capteurs pour le Linac 2,3 GeV d'Orsay, leur faible sensibilité traduisait un mauvais rapport Signal/Bruit. Depuis, l'essor des amplis opérationnels permet un traitement plus aisé et à meilleur prix de l'information dès la sortie du moniteur.

2- *CAPTEURS FONCTIONNANT SUR LE LOBE* {1} :

Se rattachent à cette série tous les capteurs détectant l'une des composantes de champs à 3 Gc/s rayonnés par le faisceau. Nous distinguerons essentiellement les types suivants :

a) Les moniteurs à boucles apériodiques du type Bergère.

Principe :

Ce capteur a été étudié par Bergère et al [42] sur le petit Accélérateur Linéaire de Saclay (45 MeV). Il est constitué de 4 boucles apériodiques

détectant les champs $\mathcal{B}$ produits par des électrons ultra-relativistes. Il permet de situer en coordonnées x,y le centre de charge du faisceau, à un instant donné, au droit de sa trajectoire.

La sortie différentielle est de la forme :

$$U_{(y)} \propto \frac{I_o}{\varepsilon_o r^3} \cdot y_c$$

où : r est la distance de la boucle à l'axe.

y_c l'écart par rapport à l'axe du centre de charge électrique suivant l'axe y.

Résultats expérimentaux :

Un prototype [43] a été testé au Laboratoire sur l'accélérateur expérimental de 2 MeV (graphe 11). Seule la composante à 3 Gc/s induite dans chaque boucle est utilisée. Les signaux de sortie des boucles symétriques sont donc filtrés pour éliminer les harmoniques supérieurs puis détectés (cristal RDC D474-1 N 23). La sensibilité maxima en puissance recueillie sur les boucles a été :

$$s_{max} \# 0{,}2 \ \hat{mW} / \hat{mA}^2$$

Le relevé de la sortie différentielle, donnant la réponse globale de sensibilité du moniteur a défini graphiquement une droite de pente :

$$s_d \# 1 \ \hat{mV} / mm$$

Cet étalonnage effectué pour I_o = 16 mA, compte-tenu de la linéarité de la fonction $\hat{P}(I_o^2)$, permettait d'espérer au mieux :

$$s \# 60 \mu\hat{V} / \hat{mA}.mm$$

b) Les dispositifs à antenne : détectant les champs E [37].

c) Les moniteurs à cavité résonnante, anneau résonnant, guide :

De tels positionneurs, résonnant à la fréquence fondamentale de l'Accélérateur, ont été développés et utilisés au SLAC [44]. Au Laboratoire, deux types de cavités accordées à 3 Gc/s ont fait l'objet d'étude et d'expérimentation.

Cavités résonnantes en mode TM_{110} [45] :

Ce moniteur est constitué de 2 cavités cylindriques accolées. Le diamètre de passage du faisceau est de 20 mm. Sa sensibilité a pour valeur :

$$s \# 0{,}68 \ \hat{mW} / \hat{mA}^2.mm^2$$

avec un temps de remplissage $\tau \# 0{,}2$ µs.

Positionneur à cavités résonnantes TM_{120} :

Ce mesureur de position comporte 2 cavités rectangulaires. Il a une ouverture utile de 25mm. La sensibilité obtenue est :

$$s_p \# 0{,}30 \ \hat{mW} / \hat{mA}^2.mm^2$$

son temps de remplissage est $\tau \# 0{,}1$µs

3- *MONITEURS DU LOBE {2} ET DES LOBES SUPERIEURS* :

On peut concevoir des cavités détectant les harmoniques 2 à 6 GHz ou équiper un dispositif à boucles des filtres correspondants. Le positionneur à boucles du Synchrotron de Cambridge [46] et celui prévu pour DESY (Hamburg) [47] détectent sur le lobe {2} .

Il en serait de même pour les lobes supérieurs. Le synchrotron NINA de Daresbury possède une cavité pick-up, mesureur d'intensité, accordée à 1224 Mc/s, 3ème harmonique de la fréquence d'accélération. [48]

L'avantage de détecter les signaux des lobes supérieurs se traduit dans le rapport Signal/Bruit [12] . Outre l'aspect compétitif et de moindre coût des systèmes, à performances données, la nécessité de garder une information de position indépendante du groupement des électrons limite rapidement le choix du rang de l'harmonique.

III MONITEUR DE POSITION ADOPTE POUR LE LINAC 2,3 GeV D'ORSAY

Le positionneur à cavité résonnante TM_{120}, non destructif du faisceau, a été retenu pour les caractéristiques suivantes :

La sensibilité des mesureurs à cavité est nettement plus élevée que celle des autres types de capteurs: or nous sommes en présence de niveaux de bruits non négligeables.

A l'axe électrique de la cavité correspond un champ E_z nul et, par suite, un signal d'écart de position nul. Cette définition absolue du faisceau centré ne se retrouve pas sur les autres types de moniteurs où la mesure est différentielle : inductifs du lobe $\{0\}$ et à boucles apériodiques détectant les lobes supérieurs.

La précision attendue doit permettre d'évaluer un écart de l'ordre de 1/2mm [49] de part et d'autre de l'axe électrique et ceci jusqu'à 9mm de l'axe.

La fidélité et les conditions de reproductibilité en série peuvent être assurées par la fixation des paramètres définissant sa puissance de sortie :

- l'impédance-shunt R/Q
- le coefficient de surtension Q_o
- le coefficient de couplage β

La fiabilité peut être, de plus, assurée par l'étude technologique répondant aux conditions de rigidité diélectrique, stabilité en température (fréquence de résonance), tenue au vide ($p \neq 10^{-7}$ mm H_g), adaptation (T.O.S.).

Le mode excité par le faisceau est défini sans ambiguité avec la cavité rectangulaire. Pour une cavité cylindrique [45] le mode peut se décomposer en 2, correspondant à des projections en sinus et cosinus. Il importe alors de supprimer, à l'aide

d'un filtre, l'une ou l'autre des 2 composantes perpendiculaires, suivant qu'il s'agit du moniteur horizontal ou vertical.

La puissance prélevée à celle transmise par le faisceau, pour la sensibilité choisie, reste négligeable : capteur non destructif.

Le tableau ci-après établit une comparaison entre différents types demoniteurs en usage sur quelques machines, y compris l'Accélérateur Linéaire d'Orsay.

LIEU ET APPELLATION	TYPE DE MACHINE	TYPE DE CAPTEUR	LOBE ANALYSE FOURIER	CONSTITUTION DU CAPTEUR	COTES	VIDE	DYNAMIQUE	SENSIBILITÉ	ZONE DE LINÉARITÉ
SACLAY A L S	LINÉAIRE 650 MeV	Mesure de I (enroul.ts série) et position (" en opposition)	0	TORE DE FERRITE à 4 Poles rapportés	Ø40, 25, Ø70, ep.10 mm		1 à 50 mA	P: 30 µV/mm.mA i: 50 mV/mA | 50 Ω	± 20 mm.
SACLAY A L S	LINÉAIRE 650 MeV	MONITEUR, À FERRITE, DE POSITION	0	2 paires de bob. à 90° 1 bob./noyau à 2 bottonets ferroxcube COFELEC H20 10×200 mm (L=35mH)	Gamelle en laiton Ø = 450 mm L = 450 mm		1 à 50 mA.	différentielle sur 1 paire de bobines $3,8.10^{3}$ mV/mmmA	± 35 mm distorsion de linéarité: 4 %
SECTION DES MESURES NEUTRONIQUES FONDAMENTALES - SACLAY -	LINÉAIRE 45 MeV	MONITEUR DE POSITION A BOUCLES	UTILISÉ 1 POSSIBLE >1	4 boucles apériodiques 2 H et 2 V Long. boucle (z): 4 mm. Larg. (x ou y): 2 mm Distance boucle-axe i=1,5 mm				$S=\frac{\hat{I}}{\epsilon_0 r^3}\cdot y_G$	
UNIVERSITÉ DE GLASGOW	LINÉAIRE 131 MeV	MONITEUR DE COURANT A TORE	0	Type µs: ruban permalloy super C, 50 µ (20 tours) Ø moy. tore = 50,8 mm. section carrée = 160 mm² L ≈ 14 mH.	Type ns: 4 tours ruban 24 SWG côte à côte avec tore ferrite MULLARD type FX 1108 Ø moy = 76,2 mm, n/r = 50 Sect. carrée = 150 mm² (R ≈ 1Ω)		10 mA (130 MeV) 300 mA (95 MeV)	µs: SIGNAL/BRUIT ≠ 1000/1 à $\hat{I}_0$ = 100 mA²	
UNIVERSITÉ DE GLASGOW	LINÉAIRE 131 MeV	MONITEUR DE POSITION INDUCTIF A BOUCLES	0	2 paires de boucles à sorties sur tores ferrites Ø = 5 mm 50 tours fil Cu Ø = 0,9 mm.	1 paire de boucles, 10 cm, ℓ = 0,7 cm		↑ 300 mA (3,5 µs) ↑ 800 mA (200 ns)	détecte des Δx,y de 9,05 mm stabilité 0,1 mm V_S ≠ 0,5 mA/A_{G_0}	
HAMBOURG [DESY]	LINÉAIRE 600 MeV	TORE MESUREUR DE LA POSITION	0	tore de ferrite sur tube d'Al. fendu à 45° échancrure étanche au vide (résine époxyde)	ouverture utile Ø = 65 mm long. hors tout 220 mm. long. électrique 30 mm.	extérieur	20 à 200 mA	seuil: 5 mA. mm.	x,y ... ± 20 mm à ± 5 %
HAMBOURG DESY	SYNCHROTRON 7,5 GeV	TORE MESUREUR POSITION ET COURANT	0	tore feuillard trafoperm bande e = 50 µ, sur manchon céramique à dépôt noyau d'Al. sur paroi interne. reprise d'1 côté à la masse.	ouv. utile Ø = 110 mm long. hors tout 158, ép. 50 mm tore Ø ext. 135 mm Ø int = 135 mm. hauteur 50 mm.	extérieur	9 mA nominal 25 mA max.	seuil: 95...1 mm 20 mV/mA.cm après préampli (G ≈ 300)	x,y ... ± 20 mm
HAMBOURG DORIS	FUTUR ANNEAU DE COLLISIONS 3,5 GeV	MONITEUR DE COURANT ET POSITION A BOUCLES	ESSAIS SUR LOBE 2	moniteur à 8 boucles	diamètre ≈ 12 cm.		1 mA → 5 A.		
STANFORD SLAC "2 MILE"	LINÉAIRE 22 GEV	TORE MESUREUR DE COURANT PRIMAIRE D'ÉLECTRONS	0	tore ferroxcube C 2	tore: 12 x { Øint 32,5 mm. Øext 52,5 mm. h 12,7 mm.		50 mA (nominal) 80 mA (max.)	3,8 mV/mA.	
		POSITIONNEUR A CAVITÉS RECTANGULAIRES	1	2 cavités: 1 H, 1 V. accordées bande "S" mode TM 120 en cuivre OFHC	a(x) = 106,220 ± 0,02 mm b(y) = 119,58 ± 0,02 mm d(z) = 50,82 ± 0,02 mm ouverture 2,032 ± 0,02 mm	intérieur	→ Y	seuil: H, V, ± 0,5 mm 100 µW/mA².mm²	x,y ... ± 20 mm
		CAVITÉ RÉF. DE PHASE ET DE NORMALISATION DE LA POSITION	1	cavité résonnant en bande "S" mode TM 010 en cuivre OFHC.	ouv. 20,32 ± 0,01 mm gap. d = 25,99 mm Ø(2r₂) = 67,37 mm. long.(z) = 43,19 mm	intérieur	→ V	250 mW/mA²	
CORNELL	SYNCHROTRON (ELECTRONS) 10 GeV	MONITEUR DE COURANT ET POSITION	0	Ferrite rectangulaire ℓ ext = 10 cm. ℓ ext = 5 cm. section carrée 1x1 cm²					approximativ t linéaire appareillage de contrôle, non de mesure.
CAMBRIDGE ELECTRON ACCELERATOR (C.E.A) MASS.	LINÉAIRE 270 MeV SYNCHROTRON 6 GeV	MONITEUR DE COURANT ET POSITION A BOUCLES	2	capteur à 4 boucles à 35° de l'axe des x, rayon intérieur de la boucle r = 30,5 mm. sensibilité = f(1/r)	sur synchrotron: ouv. 107 mm x 28 mm. Surface d'1 boucle: 48 mm²	intérieur en ultra-vide	3 Gains en I 10 µA ↗ 0,6 mA 0,6 mA ↗ 36 mA 30 mA ↗ 1,8 A	courant: 1,6. 10^{-5} W/mA² position: limitée par la détection	
OAK RIDGE ORELA TENNESSEE	LINÉAIRE ELECTRONS	MONITEUR DE COURANT A TORE	0	tore ferrite ferroxcube 400 T 750 saturé à 3800 gauss µi = 1900; L ≈ 0,25 mH avec R = 50 Ω	tore Øint = 31,8 mm. Øext = 50,8 mm. h(z) = 19 mm.	intérieur 10^{-6} torr	1 à 15 Â		
ORSAY FACULTE DES SCIENCES	LINÉAIRE ELECTRONS POSITRONS 2,3 GeV	MONITEUR DE POSITION A CAVITÉS RECTANGULAIRES	1	cavités H et V accordées en bande S mode TM 120 en cuivre OFHC	ouv. Ø = 25 mm. a(x) = 100 mm. b(y) = 111,8 mm. d(z) = 29,5 mm.	intérieur 10^{-6} torr	utilisation 10 à 200 mA supérieure possible	(0,30 ± 17,5 %) mW/mA²mm² seuil < 0,5 mm à I_0 = 5 mA	x,y ± 10 mm
		RÉFÉRENCE DE PHASE A CAVITÉ RÉENTRANTE CYLINDRIQUE	1	cavité réentrante accordée en bande S réalisée en cuivre OFHC.	ouv. Ø = 25 mm. gap d = 25 mm. Ø(2r₂) = 70 mm. long.(z) = 35 mm	intérieur 10^{-6} torr	→ V	120 mW/mA² ± 20 %	Δφ = 2° phase/° Cavité Stabilisée en θ à 0,6°C
		MONITEUR A FERRITE: COURANT + NORMALISATION DE LA POSITION	0	tore ferrite COFELEC H30 FERRINOX L ≈ 200 µH L/R ≈ 20 µs.	ouv Ø = 25 mm. tore Øext = 100 mm. Øint = 55 mm; h = 15 mm. encombr.: Ø ext = 173 mm L(z) = 56 mm.	intérieur 10^{-6} torr	10 mA à 0,6 A	1 V̂/Â	0 à 1 Â

ERREUR	TEMPS DE MONTÉE	R	MESURE SIMULT DE $\hat{I}_o$	NOMBRE	FRÉQ. DE RÉPÉT.	LARGEUR PULSE	NOMBRE DE SPIRES	LOBE > 0 Fo	Qo	Qch	θ °C	ΔF c/s/°C	RÉFÉRENCES BIBLIO-GRAPHIQUES	OBSERVATIONS
sur I 5 %		100Ω	oui	8 voies X2	6,25 à 2000 c/s	5 µs à 20 µs	4 à 60 spires						[18]	Parasites gênants (alim. focalisations) et pointes de tension faussant les mesures – diviseur par I_o et commande automatique de gain cte de temps ≠ 1 sec.
$\delta(I_o)$ <7% $\delta(FR)$ <5% $\delta(t)$ ≤2% $\delta(\int I dt)$ <5%	DIVISION t=0,1s à 2 Kc/s t=10s à 6,25 c/s	9×82 Ω par bobine	NON	3 (12/1969)	6,25 à 2000 c/s	5 µs à 20 µs.	675 sp/bobine Cu 18/100 en 9×75 sp.						[14]	Division par I_o à partir du détecteur de courant à tore de ferrite. La constante de temps ≠ est celle d'asservt à I_o (ΔI_o: 1 à 50 mA)
			NON		31,2 à 500 c/s	0,05 à 2 µs							[42]	Encombrement très réduit. Simplicité. Peu sensible. Nous avons obtenu au L.A.L. ORSAY, avec r=23, L=7, ℓ=6, mm: S différentielle ≠ 60 µV/mA. mm. [43]
**	type µs <6 ns type ns <1 ns		UNIQUEMENT I_o	11 stations	240 ⇒ 3,5 µs 320 ⇒ 2,1 µs 480 ⇒ 25 à 50 ns		peu élevé						[19]	Chute sur plat : type µs : 0,6% pour t=3µs ** type ns : 3% d'effet dû au bobinage assymétrique.
	20 ns		NON		↓	↓							[19]	abaque interpretant les sorties $\propto \frac{i}{r}\sin\theta$ et $\frac{i}{r}\cos\theta$ relatives à chaque paire de boucle
absolue <1mm	150 ns	R intégr. 200Ω	inexistant			1 µs							[16] [17]	manque de tenue au rayonnement.
<1mm	40 ns	80Ω	oui		50 c/s	1,5 ms	4×14 spires						[17]	sensible aux champs parasites extérieurs induits. préamplis situés à #50 cm au dessous de l'orbite.
			oui				8 fois 1 boucle simple tour						[47] [76]	L'étude a montré que la zône de non ambiguité est 4 fois plus grande que dans le cas de 4 boucles.
erreur du système ≥1%		95Ω	uniquement I_o	30	1 à 360 c/s	1,7 µs	25 spires						[40] [49]	30 stations réparties
	$t \# \frac{2Q_{ch}}{\omega_o}$ #70 ns		NON	2×30	↓	↓		2856 ±0,6 Mc/s	15000	600	#43°C	45 Kc/s/°C	[44] [49]	le long de
	$t \# \frac{2Q_{ch}}{\omega_o}$ #135 ns		oui		↓	↓		2856 ±0,6 Mc/s	9000	1200	#43°C	45 Kc/s/°C	[49] [63]	l'accélérateur.
				réalisés 35 à 40	60 c/s	2.10^{-3} s	position 5 sp/bob 4 bob. courant 2 bob.						[15]	Bobinages différents pour la position et le courant sur un même ferrite. appareillage simple, de contrôle, peu onéreux, réalisation rapide.
			oui		60 c/s	linac 0,76 µs Synchro 1-3 msec	4 boucles simple tour	959,4 à ..., 6 Mcs					[77]	accord de phase sur chaque boucle par vis (écart max relatif : 10°) largeur de bande 10 Mc/s Courant : limite de détection 3 µA
chute sur plat <5%	#1 ns	charge par coaxial 50Ω	uniquement I_o	1 à la fin du dernier tube d'accél.		3 à 200 ns	10 tours fil Cu FORMVAR AWG 26						[78]	tore supporté par manchon d'arrêt graphité intérieur pour éviter accumulation de charges. Après 6 mois d'utilisation: bonne stabilité perméabilité du tore.
Zéro détecté absolu pour écart nul	$t \# \frac{2Q_{ch}}{\omega_o}$ #100 ns	sortie transition guide coax adaptée 50Ω ↓	NON	2×11	2,5 c/s 50 c/s 100 c/s	0,5 à 2 µs		2998,55 ±0,2 Mc/s ↓	15000	1000	27°C ancienne machine 29°C extension	50 Kc/s/°C	[3]	détermination absolue du faisceau centré. bonne sensibilité. Nécessite : – réf. de φ ⇒ signe de l'écart ±x – information I_o ⇒ normalisation ±x
	$t \# \frac{2Q_{ch}}{\omega_o}$ #100 ns ↓		possible utilisée pour détermination étalonnage	11	↓	↓		↓	9000	1000	↓	↓	[3]	Sert de référence de phase pour 2 positionneurs, 1 H. et 1 V. d'un même équipement intertranche.
Chute sur plat 7,5% (1,5 µs).	t<5 ns	10Ω// + 40Ω série	unique ment I_o	11	↓	↓	10 spires Cu émail FORMREX ∅=0,5 mm						[3]	Faible encombrement. bonne linéarité. Large bande passante: 8 Kc/s ≥ Ø ≥ 70 Mcs.

C- MONITEUR DE POSITION A CAVITE TM_{120}

Ce positionneur de faisceau est semblable au capteur utilisé au SLAC (Stanford) [44,50]. Testé dès 1965 sur l'Accélérateur 2MeV du Laboratoire, ses performances lui ont valu d'équiper les 11 ensembles de mesures intertranches du Linéaire de 2,3 GeV en 1967-1968, avec l'appareillage de traitement de son information.

La fiabilité du système de lecture fut améliorée, au niveau du traitement de l'information du capteur, en janvier 1970, par l'utilisation de détecteurs solides, diodes Schottky à 3 Gc/s au lieu d'éléments thermoïoniques. Depuis, la partie vidéofréquence a fonctionné sans nécessiter aucun réglage ni intervention.

I PRINCIPE

Le principe de ce positionneur réside dans l'utilisation de 2 cavités rectangulaires jumelées, une par coordonnée, résonnant à la fréquence de l'Accélérateur - 2998,55 Mc/s- sur le mode TM_{120} (ou E_{120}) * Fig. 2.1

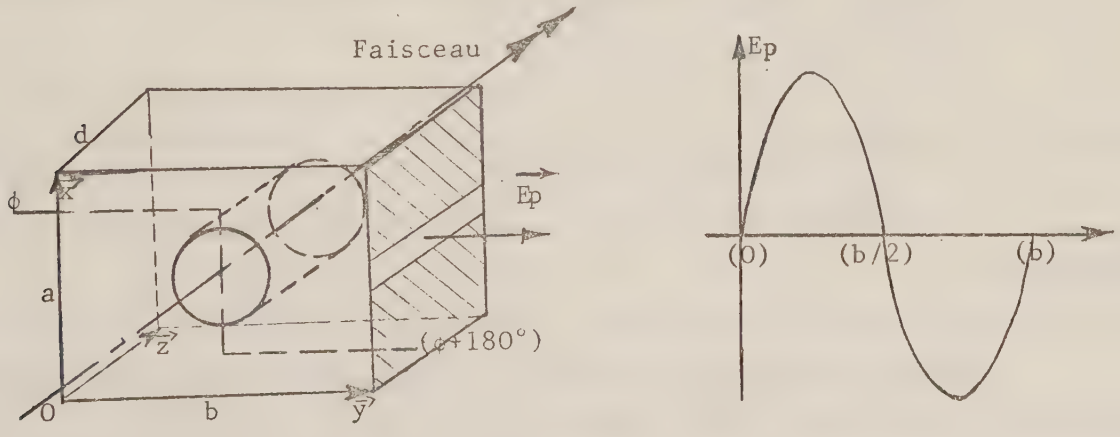


Figure 2.1 SIGNAL DE SORTIE E_p

* Soit une configuration d'ondes stationnaires avec 1 variation demi-onde s'étendant sur $\vec{x}$, 2 sur $\vec{y}$, 0 sur $\vec{z}$.

Le passage du faisceau à travers le moniteur excite des champs E et H suivant le mode considéré (Fig. 2.2) . En particulier le champ E_z s'annule sur l'axe électrique de la cavité, qui doit être confondu avec celui de l'Accélérateur.

La puissance échangée avec le faisceau est de la forme :

$$P_f = \frac{1}{2} R_e \left[\int_o^d E.I^*_{rf}.dz \right] \qquad (2.1)$$

Où | E est la valeur du champ électrique E_z au droit du faisceau
I_{rf} la composante fondamentale du courant de faisceau. I^*_{rf} sa conjuguée.
d, la hauteur de la cavité, suivant $\vec{z}$

Cette puissance s'annule donc avec E, sur l'axe de la cavité : si le centre de charge du faisceau se situe sur l'axe électrique du moniteur, la puissance délivrée par le positionneur est nulle.

Par contre, E croît rapidement de part et d'autre de l'axe. Comme :

$E = E_o \sin\theta$ avec $\theta = \frac{2\pi}{b} y$ où y est la distance du faisceau à l'axe, tout écart engendre un signal de position non nul.

La puissance de sortie est couplée par une "fenêtre" à l'une des extrémités de la cavité (Fig. 2.1).

La position du couplage, sur guide, correspond à un maximum de champ magnétique.

L'onde couplée est en phase avec le faisceau ou déphasée de 180° suivant que celui-ci est situé de part ou d'autre de l'axe électrique. C'est un moyen de déterminer le sens de déplacement du faisceau. (Fig. 2.1)

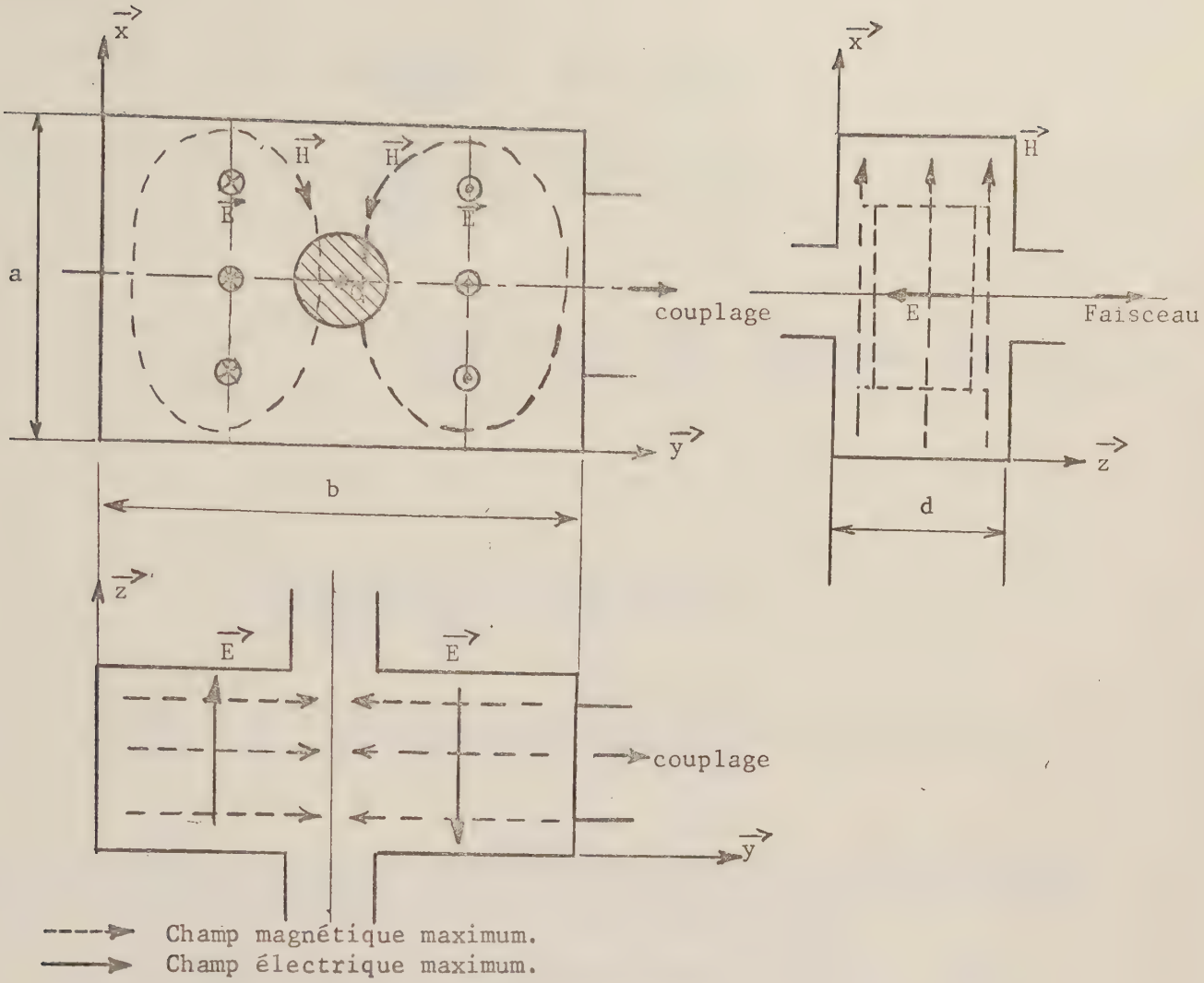


Figure 2.2 DISTRIBUTION DES CHAMPS ELECTRIQUE et MAGNETIQUE DANS LA CAVITE TM_{120}

II EXPRESSION DES CHAMPS DANS LA CAVITE POUR LE MODE TM_{120}

La résolution de l'équation de propagation d'une onde électromagnétique[51] appliquée au mode TM_{120} permet d'écrire les expressions des composantes de section droite [52] :

- dans la cavité :

$$\begin{cases} E_x = 0 \\ E_y = 0 \\ E_{oz} = E_o \sin \frac{\pi}{a} x . \sin \frac{2\pi}{b} y \end{cases}$$

$$H_{ox} = -j \frac{E_o}{\eta} \cdot \frac{2a}{\left[b^2+4a^2\right]^{1/2}} \cdot \sin \frac{\pi}{a} x . \cos \frac{2\pi}{b} y$$

$$H_{oy} = j \frac{E_o}{\eta} \cdot \frac{b}{\left[b^2 + 4a^2\right]^{1/2}} \cdot \cos \frac{\pi}{a} x . \sin \frac{2\pi}{b} y$$

$$H_z = 0$$

- sur l'axe de la cavité : $\left[x = \frac{a}{2} \ , \ y = \frac{b}{2}\right]$

$$E_x = 0$$

$$E_y = 0$$

$$E_{oz} = 0$$

$$H_{ox} = j \frac{E_o}{\eta} \cdot \frac{2a}{\left[b^2 + 4a^2\right]^{1/2}}$$

$$H_{oy} = 0$$

$$H_z = 0$$

Expressions où E_o représente l'amplitude de référence du champ électrique

η est l'impédance d'onde en espace libre

a et b les dimensions de la cavité suivant $\vec{x}$ et $\vec{y}$

La figure (2.2) représente la configuration des champs.

III PUISSANCE DE SORTIE THEORIQUE DE LA CAVITE

Le calcul de la puissance délivrée par le positionneur peut s'effectuer à partir de l'étude de la distribution des champs dans la cavité ou par analogie avec son modèle B.F. [52)]

1) *1ère METHODE : DISTRIBUTION DES CHAMPS* :

Nous avons vu que la puissance échangée par la cavité avec le faisceau est donnée par : (2.I)

$$P_f = \frac{1}{2} R_e \left[\int_o^d E I_{rf}^* \, d_z \right]$$

Nous allons l'évaluer de façon plus explicite.

On remarque que dans cette expression E et I_{rf} sont en phase, soit :

$$P_f = \frac{1}{2} E I_{rf} d$$

Or, le développement en série de Fourier d'une suite de bunches de largeur $\Delta\tau$ et de période τ est : (graphe 12)

$$f(t) \sim I_A \left[\frac{\Delta\tau}{\tau} + \frac{2}{\pi} \left(\sin \pi \frac{\Delta\tau}{\tau} \cos \frac{2\pi t}{\tau} + \frac{1}{2} \ldots\ldots + \frac{1}{n} \sin n\pi \frac{\Delta\tau}{\tau} \cos n \frac{2\pi t}{\tau} + \ldots \right) \right] \qquad (2.II)$$

avec $\frac{1}{\tau} = 3$ Gc/s

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} \simeq \frac{1}{30}$$

ce qui entraîne $I_{rf} \simeq 2 I_o$

I_o courant moyen du faisceau sur le cycle de la h.f .

L'équation (2.II) devient :

$$P_f = E . I_o . d \qquad (2.III)$$

Or, le coefficient de surtension en charge de la cavité est donné par :

$$Q_{ch} = \frac{\omega_o W_{em}}{P_p}$$

où :
- ω_o est la pulsation.
- W_{em} l'énergie électromagnétique emmagasinée dans la cavité.
- P_p la puissance dissipée.

comme la puissance dissipée est précisément celle qui est fournie par le faisceau :

$$Q_{ch} = \frac{\omega_o W_{em}}{P_f} \qquad (2.IV)$$

avec, dans le cas de la cavité TM_{120} (Fig. 2.3)

$$W_{em} = \frac{\varepsilon}{8} E_o^2 \text{ abd} \qquad (2.V)$$

d'où l'on tire de (2.IV) et (2.V) :

$$P_f = = \frac{\omega_o}{Q_{ch}} \cdot W_{em} = \frac{\omega_o}{Q_{ch}} \cdot \frac{\varepsilon}{8} \text{ abd } E_o^2$$

or :

$$E_o^2 = \frac{E^2}{\sin^2\theta} \quad \text{avec} \quad \theta = \frac{2\pi y}{b}$$

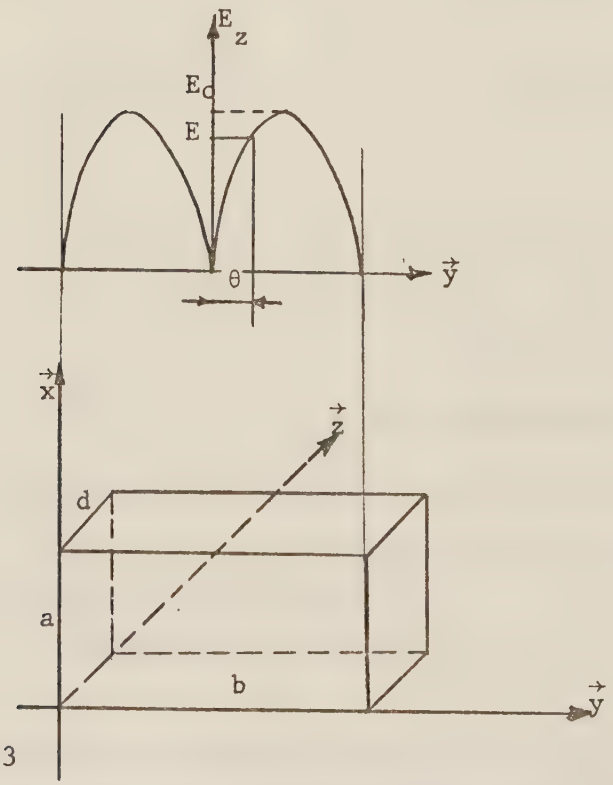


Figure 2.3

soit :

$$E_o^2 = \frac{\left(\frac{P}{f}\right)^2}{I_o^2 d^2 \sin^2\theta}$$

d'où : $$P_f = \frac{\omega_o}{Q_{ch}} \frac{\varepsilon}{8} abd \frac{\left(P_f\right)^2}{I_o^2 d^2 \sin^2\theta}$$

$$P_f = \frac{Q_{ch}}{\omega_o} \cdot \frac{8}{\varepsilon} \frac{d}{ab} I_o^2 \sin^2 \theta$$

sachant que $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ et $v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$

μ et ε étant associés au milieu à l'intérieur de la cavité, il vient :

$$P_f = \frac{Q_{ch}}{2\pi \frac{v}{\lambda_o}} \cdot \frac{8}{\varepsilon} \frac{d}{ab} I_o^2 \sin^2 \theta$$

$$P_f = \frac{Q_{ch}}{2\pi \frac{\varepsilon}{\sqrt{\mu\varepsilon}}} \cdot \lambda_o \frac{8d}{ab} I_o^2 \sin^2 \theta$$

soit :

$$\boxed{P_f = \frac{4}{\pi} Q_{ch} \cdot \frac{d}{ab} \lambda_o . \eta . I_o^2 \sin^2 \theta}$$

Or la puissance couplée du faisceau, P_f, s'écrit :

$$P_f = P_j + P_{ext.}$$

avec :

P_j : pertes joules dans la cavité

P_{ext} : puissance utile à partir de laquelle est détectée la position du faisceau.

Si on écrit : $\frac{P_{ext}}{P_j} = \beta$, coefficient de couplage,

il vient :

$$P_j = \frac{P_f}{1+\beta} = \frac{4}{\pi} Q_{ch} \frac{d}{ab} \lambda_o \eta \frac{1}{1+\beta} I_o^2 \sin^2 \theta \qquad \text{(2.VI)}$$

$$P_{ext} = \frac{P_f \cdot \beta}{1+\beta} = \frac{4}{\pi} Q_{ch} \frac{d}{ab} \lambda_o \eta \frac{\beta}{1+\beta} I_o^2 \sin^2 \theta \qquad \text{(2.VII)}$$

avec $\theta = \frac{2\pi}{b} \cdot y$

2) *2ème METHODE : ANALOGIE AVEC LE MODELE B.F. DE LA CAVITE* : [51,53]

La cavité résonne pour n fréquences différentes. On peut la représenter par un ensemble de circuits parallèles résonnants R, L, C, équivalent. (Fig. 2.4). Pour le mode TM_{120} les valeurs propres de R, L, C, peuvent être déterminées. Au voisinage de f_o = 3 Gc/s, la cavité peut se représenter par un seul circuit résonnant RLC avec, en parallèle, R_1 C_1 équivalent à la somme des autres éléments. (Fig. 2.5). Comme le circuit est très sélectif, R_1 est négligeable.

Par ailleurs, il existe un plan privilégié AA' (abaque de Smith) où l'admittance ramenée est nulle :

$$Y = pC_1 = 0$$

Le schéma équivalent devient celui d'un circuit résonnant RLC, alimenté par un générateur fictif adapté au guide d'impédance interne Z_o (Fig.2.6)

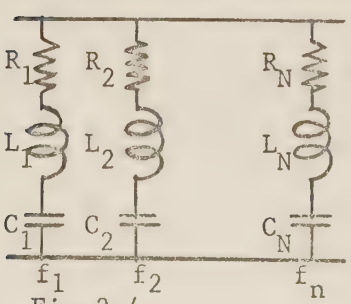


Fig.2.4

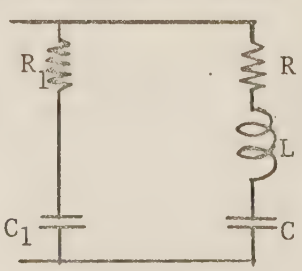


Fig.2.5

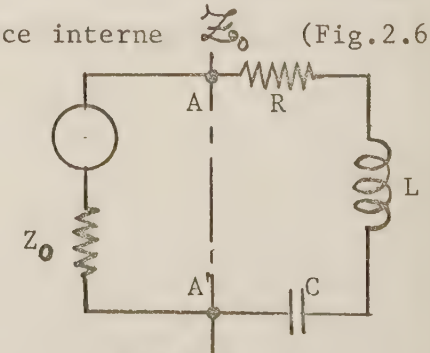


Fig.2.6

Comme dans les circuits résonnants, les pertes du système peuvent se caractériser par le coefficient de surtension :

$$Q_{ch} = 2\pi . \frac{W_{em}}{P_p . T}$$

Si Q_o est le coefficient de surtension propre du circuit résonnant à vide :

$$Q_o = 2\pi f_o \frac{(1/2) L I_{rf}^2}{(1/2) R I_{rf}^2} = \frac{L \omega_o}{R}$$

Mais le système est couplé ; la surtension en charge sera :

$$Q_{ch} = \frac{L \omega_o}{R + Z_o} = Q_o \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_o}{R}} = Q_o \cdot \frac{1}{1+\beta} \quad \text{où } \beta = \frac{Z_o}{R}$$

L'énergie dissipée par période :

$$P_f = \frac{1}{2} R I_{rf}^2 \qquad (R : \text{résistance shunt})$$

peut s'écrire :

$$P_f = \frac{1}{2} \left[\frac{R}{Q_{ch}}\right] Q_{ch} \cdot I_{rf}^2 \quad \left(\frac{R}{Q_{ch}} : \text{impédance shunt}\right)$$

Comme précédemment :

$$P_f = P_j + P_{ext} \qquad \text{avec : } \frac{P_{ext}}{P_j} = \beta$$

La puissance disponible sera :

$$P_{ext} = P_f \cdot \left[\frac{\beta}{1 + \beta}\right]$$

Soit : $$P_{ext} = \frac{1}{2} \left[\frac{R}{Q_{ch}}\right] \cdot Q_{ch} \cdot \frac{\beta}{1 + \beta} \cdot I_{rf}^2$$

Faisons intervenir le temps de transit par un coefficient m tel que :

$$m = \int_0^{d/2v} \frac{E_o . \cos \omega t . dt}{E_o \cdot \frac{d}{2v}}$$

Où : | d est la longueur d'interaction
| v , la vitesse des électrons

Nous avons vu que la décomposition en série de Fourier du courant bunché i(t) permettait de comparer les valeurs des expressions du 1er harmonique I_{rf} et de la composante continue I_o -sur le cycle de la $h_o f_o$-, soit : $I_{rf} \simeq 2 I_o$ et : $P_{ext} = 2 \left[\frac{R}{Q_{ch}}\right] Q_{ch} \left[\frac{\beta}{1+\beta}\right] m^2 . I_o^2$

La puissance utile délivrée par le positionneur est proportionnelle à l'impédance shunt : $\frac{R}{Q_{ch}}$ varie en fonction de la position du faisceau dans la cavité. Pour des distances à l'axe d et d' correspondant à des angles α et α', la relation liant les valeurs d'impédance shunt est : (Fig.2.7)

$$\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{\alpha} = \left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{\alpha'} . \frac{\sin^2 \alpha}{\sin^2 \alpha'} \qquad (2.IX)$$

En particulier si $\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{\pi/2}$ est l'impédance shunt totale de la cavité pour $E_z = E_o$, à un écart donné du faisceau par rapport à l'axe -angle θ- est associé le signal de position :

$$P_{ext} = 2 Q_{ch} \left(\frac{\beta}{1+\beta}\right) m^2 . I_o^2 \left(\frac{R}{Q_{ch}}\right)_{\pi/2} \sin^2 \theta \qquad (2.VIII)$$

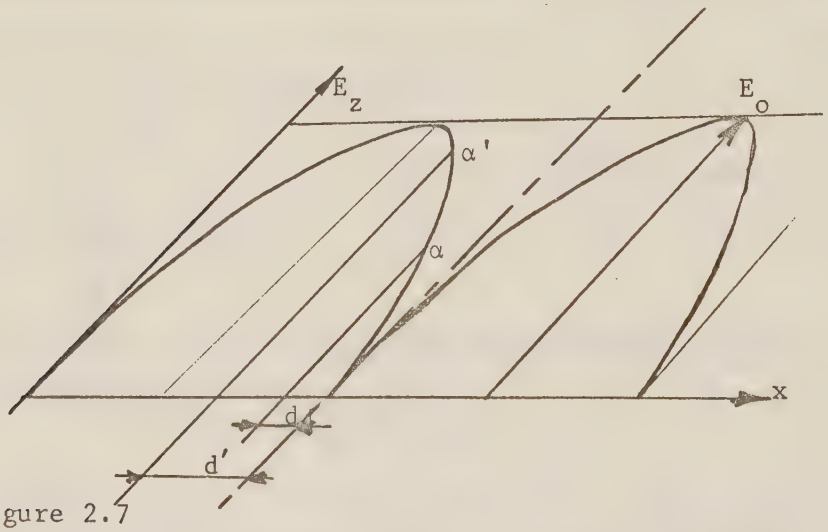


Figure 2.7

IV ELABORATION DU SIGNAL DE POSITION

Partant de l'information couplée, nous devons obtenir un signal proportionnel en grandeur et en signe à la position du faisceau, indépendant de la valeur du courant.

Amplitude :

La puissance P_f recueillie par couplage avec le faisceau et par suite P_{ext} obtenue au point de couplage de la cavité avec le guide, sont fonction de sin θ, donc de la position x ou y du faisceau par rapport à l'axe. Raisonnons en x :

$$(2.VII) \Longrightarrow P_{ext} = K I_o^2 \sin^2 \theta \quad \text{avec} \quad \theta = \left[\frac{2\pi}{b}\right] x$$

En utilisant un détecteur d'enveloppe à loi linéaire, le signal de sortie E_p sera proportionnel à la racine carrée de cette puissance :

$$\left| E_p^x \right| \propto \left| \sqrt{K}. I_o . \sin\left(\frac{2\pi}{b} . x\right) \right|$$

Pour les faibles écarts du faisceau par rapport à l'axe, cas de l'utilisation habituelle, ce signal sera proportionnel à x, et :

$$\left| E_p^x \right| \not\propto \left| K' I_o x \right|$$

Signe :

En disposant d'une référence de phase, par exemple à partir d'une cavité de courant donnant la phase du faisceau, il sera possible d'obtenir le signe de l'information. Ce discriminateur de phase (graphe 13) permettra d'élaborer :

$$V_{xI} \not\propto \pm k_1 I_o x \qquad (2.X)$$

Normalisation :

L'expression précédente (2.X) est proportionnelle à la position du faisceau mais aussi à la valeur du courant I_o. La normalisation consistera à traiter ce signal pour l'affranchir du facteur courant de faisceau. Un mesureur de courant, donnant pour réponse une fonction linéaire de celui-ci, indépendante de la position : $v_i = k_2 I_o$ (2.XI)

permettra d'effectuer la division de (2.X) par (2.XI) et d'exprimer la position du faisceau par un signal :

$$\boxed{v_x \neq \pm kx} \qquad (2.XII)$$

Le mesureur d'intensité utilisé pourrait être la cavité servant déjà de référence de phase; mais pour des raisons de fiabilité des mesures, il s'agit d'un transformateur d'impulsions (tore de ferrite). Le synoptique du traitement de l'information de position est celui du graphe 13.

Nous allons caractériser successivement les étapes dans l'élaboration du signal de position en niveau, signe et affranchissement de la valeur du courant.

V CARACTERISTIQUES DU POSITIONNEUR

Après leur choix en fonction des conditions propres d'utilisation du Linéaire d'Orsay, les caractéristiques du moniteur sont établies lors des mesures statiques en Laboratoire et vérifiées en dynamique sur l'Accélérateur.

Elles permettent de fixer la réponse du capteur, soit essentiellement :

sa sensibilité par le choix des paramètres qui déterminent la puissance du positionneur :

- fréquence de résonance f_o et sélectivité S
- couplage β
- coefficient de surtension : à vide Q_o, en charge Q_{ch}, extérieur Q_{ext}
- impédance shunt : R/Q_{ch}
- temps de transit : coefficient m
- temps de réponse : temps de remplissage (τ)

Comme les conditions d'utilisation amènent le moniteur à fonctionner dans une grande dynamique de puissance (> 30dB), la valeur de sa sensibilité doit être telle :

- que l'information se dégage du niveau de bruit :
  - à bas niveau de courant ($\hat{I}_o$ < 40mA)
  - pour l'appréciation de faibles écarts de position à courant donné (x,y ≤ 0,5mm)

- que les conditions de rigidité diélectrique et de transmission des puissances crêtes soient satisfaites pour les composants utilisés, à haut niveau de sortie :
  - courant élevé ($\hat{I}_o$ ≥ 200mA)
  - écarts importants par rapport à l'axe (x,y ≥ 5mm)

sa linéarité et la définition exacte de l'axe électrique par la distribution du champ électrique E_z de part et d'autre de l'axe géométrique du mesureur.

1- *CHOIX DES PARAMETRES FIXANT LA SENSIBILITE DU POSITIONNEUR* :

a) Fréquence de résonance :

L'information de position traduite en puissance prélevée au point de couplage, P_{ext}, est explicitée sous la forme (2.VII) et (2.VIII) pour une cavité qui résonne, sous vide, à la fréquence des sections de l'Accélérateur- f_o = 2998,55 Mcs- dans les conditions normales de fonctionnement. Nous nous proposons d'optimiser la sensibilité du capteur.

b) Coefficient de surtension en charge :

P_{ext} est directement proportionnelle à Q_{ch} mais sa valeur est limitée par le temps de remplissage. En effet, l'établissement du champ dans la cavité va s'effectuer avec un retard fonction de Q_{ch} [54].

$$E(t) = E_o \, e^{-\frac{\omega_o}{2Q_{ch}} \cdot t}$$

Donc au bout de

$$\tau = \frac{Q_{ch}}{\pi f_o} = \frac{2Q_{ch}}{\omega_o} \qquad (2.XIII)$$

la valeur du champ est divisée par e.

La restitution convenable des informations de position, pour des impulsions de largeur habituelle $t \# 1{,}5$ µs, et possible de 0,5 à 2 µs, impose une limite $\tau_{max} \sim \frac{1}{10} t$.

L'adoption de $Q_{ch} \# 1000$ entrainant, (2.XIII), $\tau \# 0{,}1$ µs constitue un compromis entre le temps de réponse et la sensibilité.

c) Sélectivité :

Nous sommes également tenus de limiter Q_{ch} à cause de la sélectivité de la cavité pour qu'à un écart Δf dû à la précision de l'accord de la cavité par rapport à la fréquence de l'Accélérateur corresponde une faible variation du signal utile.

A l'accord, la cavité se comporte comme un circuit résonnant :

$$Z = R = \frac{Q_{ext}}{Q_o} = \frac{1}{\beta}$$

Mais quand la fréquence varie autour de f_o, le lieu représentatif de $\mathcal{Z}$ sur le diagramme de Smith est un cercle de rayon R constant et [51] :

$$Z = R \left[1 + j \frac{L}{R} \left(\omega - \frac{1}{LC\omega} \right) \right]$$

Où :

$$\frac{L}{R} = \frac{Q_o}{\omega_o} \qquad \text{et} \qquad LC\omega_o^2 = 1$$

Avec $\Delta\omega = \omega - \omega_o$ / et $\Delta\omega \ll \omega_o$, et en tenant compte du couplage du circuit (Fig. 2.6) :

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{Z}}{1 + \left(2Q_{ch}\frac{\Delta f}{f_o}\right)^2}$$

L'information de position est de la forme (2.VIII) :

$$P_{ext} = \mathcal{R} I_o^2$$

Avec :

$$\mathcal{R} = 2\,Q_{ch}\left(\frac{\beta}{1+\beta}\right) m^2 . I_o^2 . \left(\frac{R}{Q_{ch}}\right)_{\pi/2} . \frac{1}{1 + \left(2Q_{ch}\frac{\Delta f}{f_o}\right)^2} . \sin^2\theta \qquad (2.XIV)$$

Avec un coefficient de surtension en charge $Q_{ch} = 1000$ et en réglant l'accord de la cavité à $f_o \pm 0{,}2$ Mc/s, précision réalisable en prenant quelques précautions lors des réglages en Laboratoire, la sélectivité du moniteur a pour valeur :

$$S = 1 + \left[2\,Q_{ch} . \frac{\Delta f}{f_o}\right]^2 = 1{,}02$$

Le niveau de la puissance de sortie est défini à 2% près, 0,08dB ou 1,4% pour la tension détectée linéairement, ce qui est très acceptable.

d) Coefficient de surtension à vide :

Rendre le facteur $\frac{\beta}{1+\beta}$ aussi voisin de 1 que possible nous conduit à prendre un fort couplage et comme

$$\frac{\beta}{1+\beta} = 1 - \frac{1}{1+\beta} = 1 - \frac{Q_{ch}}{Q_o}$$

cela revient à prendre $Q_o >> Q_{ch}$. Lorsque Q_o passe de $10\,Q_{ch} = 10\,000$ à $20\,Q_{ch} = 20\,000$, $\frac{\beta}{1+\beta}$ varie peu : de 0,90 à 0,95.

Il convient de limiter Q_o à cause des surtensions admissibles. Nous tâcherons de nous situer à l'intérieur de cette plage. Si :

$$Q_o = 15\,000 \quad \text{on réalise} \quad \beta = 14 \Longrightarrow \frac{\beta}{1+\beta} \neq 0{,}92$$

e)Impédance - shunt :

La sensibilité est directement fonction de la valeur de R/Q_{ch} , paramètre ne dépendant que des dimensions géométriques de la cavité. En identifiant (2.VII) et (2.VIII) :

$$2\,\frac{R}{Q_{ch}}\,m^2 = \frac{4}{\pi}\,\eta\,\lambda_o\,\frac{d}{a}\,\sin^2\theta$$

Soit :

$$\frac{R}{Q_{ch}}\,m^2 = \frac{2}{\pi}\,\eta\,\lambda_o\,\frac{d}{a}\,\sin^2\left(\frac{2\pi}{b}\,y\right) \qquad (2.XV)$$

Avec :
- η impédance d'onde en espace libre $\quad \eta = \left[\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}\right]^{1/2} = 120\pi$
- m coefficient de transit
- λ_o longueur d'onde en espace libre, à 3 Gc/s $\Rightarrow \lambda_o = 10^{-1}$ m.
- a,b,d, cotes de la cavité. (Fig.2.8) que nous allons déterminer.

f)Dimensions de la cavité :

Nous avons de façon générale - onde TE ou TM - dans un guide rectangulaire [53] :

$$\boxed{\frac{1}{\lambda_o^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2}} \qquad (2.XVI)$$

Où :

- λ_o représente la longueur d'onde en espace libre
- λ_c la longueur d'onde de coupure qui est la longueur d'onde de phase de section droite
- λ_g la longueur d'onde de propagation dans le guide

La cavité se comporterait comme un filtre passe-haut en fréquence : $\lambda \leq \lambda_c$, mais, circuit très sélectif (S = 1,02), les modes non utilisés n'y sont pratiquement pas excités.

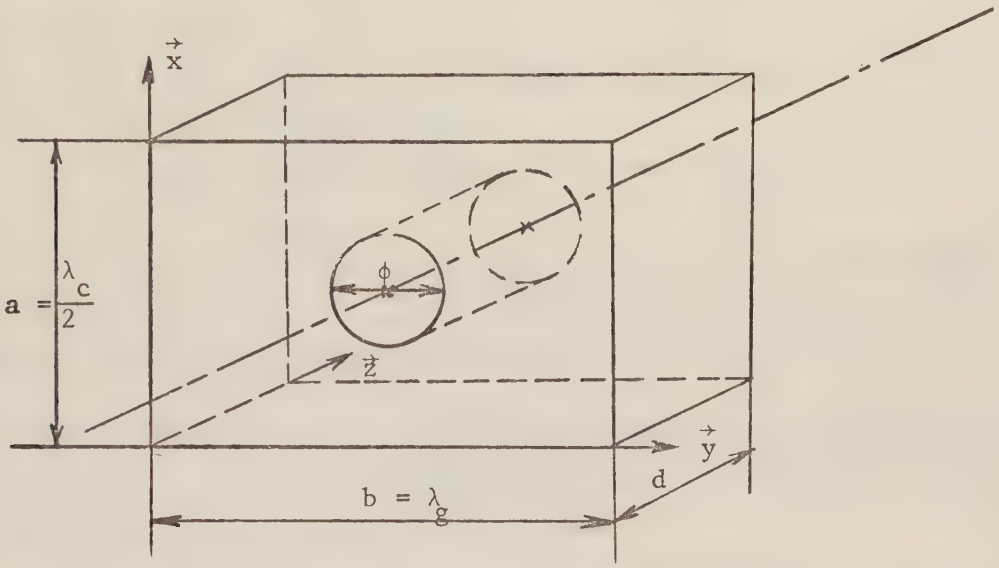


Figure 2.8 DIMENSIONS DE LA CAVITE TM_{120}

Détermination de b et Ø :

Une fois fixée la plage des positions extrêmes que peut prendre le faisceau ($\pm$ 9mm à la sortie des sections), la détermination du diamètre du trou correspond à l'objectif de rester dans le domaine des faibles déplacements, pour lesquels : $\sin \frac{2\pi x}{b} \sim \frac{2\pi}{b} \cdot x$

Nous choisirons pour Ø une valeur légèrement supérieure à la zone d'exploration prévue pour le faisceau afin de bénéficier d'une marge de sécurité :

Soit :

$$\underline{\underline{\emptyset = 25\text{mm}}}$$

L'adoption pour valeur de b de la longueur d'onde dans le guide donne :

$$\underline{\underline{b = 115,2mm}}$$

Ce qui nous conduit à $\sin \theta_{max} = \frac{2\pi}{b} x_{max} \Longrightarrow \theta_{max} \# \pm 40°$

Calcul de a :

Pour le mode TM_{mnp} : $\frac{1}{\lambda_o^2} = \frac{1}{4}\left[\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} + \frac{p^2}{d^2}\right]$

Dans le cas du TM_{120} nous aurons : $\lambda_c = 2a$

De (2.XVI) : $\lambda_c = \lambda_o \cdot \lambda_g \cdot \left[\lambda_g^2 - \lambda_o^2\right]^{-1/2}$

F = 3Gc/s correspond à λ_o = 100mm, par suite :

et $\lambda_c \# 200mm$

$\underline{\underline{a = 100mm}}$

Choix de d :

La hauteur de la cavité suivant z peut être quelconque vis-à-vis de la fréquence de résonance. Comme d représente la longueur d'interaction, sa détermination fait intervenir le temps de transit.

g) Facteur de transit :

Le temps de transit dans la cavité intervient par un coefficient m dans la puissance délivrée par le positionneur (2.VIII) de la forme :

$$m = \int_o^{d/2v} \frac{E_o \cdot \cos \omega t \cdot dt}{E_o \cdot \frac{d}{2v}} \qquad (2.XVII)$$

Où :

$E_o = 10^7$ V/m

$\omega = 2\pi f = 2.\pi.3.10^9$ rad./s.

d = hauteur de la cavité suivant $\vec{z}$ (Fig.2.8)

$v = c = 3.10^8$ m/s

La résolution donne :

$$m = \left[\frac{\frac{1}{\omega} \sin \omega t}{\frac{d}{2v}} \right]_o^{d/2v}$$

$$m = \left[\frac{2v}{\omega d}\right] \sin \left[\frac{\omega d}{2v}\right] \qquad (2.XVIII)$$

Comme ω est fixé par la fréquence de fonctionnement de l'Accélérateur et v est constante (v=c), on ne peut intervenir que sur le paramètre d pour augmenter m et par suite la sensibilité.

De façon usuelle $\lambda/3 < d < \lambda/2$, en fonction des surtensions admissibles. La valeur de d retenue correspond, de façon pratique, à la hauteur du guide d'onde rectangulaire couplé à la cavité :

$$d = 29,5\text{mm}$$

d'après (2.XVIII)

$$m = \frac{1}{0,926} . \sin 0,926$$

m	=	0,862
m^2	=	0,744

(2.XIX)

Performances de la cavité à partir des dimensions géométriques :

Impédance-shunt : A partir de (2.XV), en prenant pour valeur du déplacement y = 10mm :

$$\left(\frac{R}{Q_{ch}}\right)_{40°} m^2 \neq 16$$

d'où : (2.XIX) $$\left(\frac{R}{Q_{ch}}\right)_{40°} \neq 21\ \Omega$$

Coefficient de surtension à vide :

Le Q_o d'une cavité parallélépipédique fonctionnant à la fréquence f_o, en mode TM_{npo} est lié à ses dimensions géométriques par la relation[55] : (Fig.2.9)

$$Q_o \cdot \frac{\delta}{\lambda_o} = \frac{a.b.d.}{2} \cdot \frac{\left[\frac{p^2}{b^2} + \frac{n^2}{a^2}\right]^{3/2}}{\frac{p^2}{b^2}\, a(b+2d) + \frac{n^2}{a^2}\, .b\ (a+2d)} \qquad (2.XX)$$

où : δ est l'épaisseur de peau, donnée par :

$$S = \frac{1}{\left[\pi\, f_o \sigma \mu\right]^{1/2}}$$

σ : conductivité

μ : perméabilité

En mode TM_{120}, à f_o = 3Gc/s, avec une cavité en cuivre OFHC de cotes théoriques :

a = 100mm b = 115mm d = 29,5mm

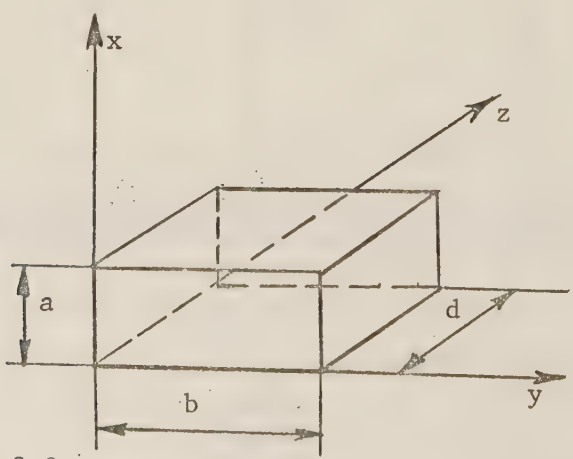


Figure 2.9

MKSA :

$\delta = 1,3 \cdot 10^{-6}$ m.

$\lambda_o = \frac{c}{f_o} = \frac{3.10^8}{3.10^9} = 0,1$m

et :(2.XX)

$Q_o \cdot \frac{\delta}{\lambda_o} = 0,214$

soit : $\boxed{Q_o = 16400}$

Couplage :

Q_{ch} dépend du couplage;or on veut $Q_{ch} \neq 1\,000$, comme $Q_o = Q_{ch}\,(1+\beta)$ le couplage à réaliser sera :

$\beta = \frac{Q_o}{Q_{ch}} - 1$ $\qquad \boxed{\beta = 15,4}$

par suite : $\boxed{\frac{\beta}{1+\beta} = 0,94}$

h) Sensibilité prévue :

A partir de la puissance utile du positionneur (2.VIII) :

$$P_{ext} = 2Q_{ch} \cdot \frac{\beta}{1+\beta} \cdot m^2 \cdot I_o^2 \left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{\pi/2} \cdot \sin^2 \theta$$

avec une impédance-shunt :

$\left(\frac{R}{Q_{ch}}\right)_{40°} = 21\ \Omega$ $\qquad$ (y = 10mm)

un coefficient de surtension à vide $Q_o = 16\,400$

un coefficient de transit $m = 0,862$ et $m^2 = 0,744$

en choisissant un $Q_{ch} = 1\,000$ donné par un couplage

$\beta = 15,4$; $\left(\frac{\beta}{1+\beta} = 0,94\right)$

Le signal obtenu à 10mm de l'axe aura pour valeur :

$$\left(P_{ext} / I_o^2 \right) = 29,4 \# 30m \ W/mA^2$$

D'où une sensibilité :

$$s_p \# 0,30mW/mA^2.mm^2$$

2- *MESURES STATIQUES* :

Après réalisation de la cavité suivant les cotes prévues, les mesures en Laboratoire permettent de fixer ses paramètres et par suite sa réponse en linéarité et sensibilité.

a) Champ électrique et linéarité - Axe électrique :

Linéarité de la réponse du capteur :

La réponse E_z (y) permet de vérifier la symétrie de la distribution du champ électrique E_z de part et d'autre de l'axe géométrique du mesureur et de déterminer sa loi de réponse (graphe 14) :

$$P_{ext} \# k \, E_o.d.I_o.y \qquad (2.XXI)$$

Définition exacte de l'axe du moniteur :

A l'axe électrique de la cavité correspond un champ électrique $E_{oz} = 0$ (Fig.2.3) et un signal (2.XXI) nul d'écart de position du faisceau par rapport à cet axe.

Appliquons la méthode des perturbations[51,56]. Une petite aiguille conductrice, disposée suivant z, est déplacée le long de l'axe y dans chacun des plans (x,y) successifs : (P), (P'),(P''). Il s'agit d'un fragment d'aiguille hypodermique (Ø = 7/10, ℓ = 8mm) traversé par un fil de nylon, support n'entrainant aucune perturbation dans ce cas. La variation correspondante Δf_o de la fréquence de résonance est mesurée par rapport à la cavité non perturbée. Elle est liée aux champs par :

$$\Delta f_o = k\, E^2\ (z,x,y)$$

A la perturbation nulle $\Delta f_o = 0$ pour $E_z = 0$ correspond l'axe électrique du moniteur. Le relevé de Δf en fonction de la position sur l'axe y pour différentes valeurs de z (Fig.2.10) fournit E^2 en unités arbitraires (graphes 15 a,b,c). Il révèle pour le positionneur 1 cavité A[11] un écart entre l'axe électrique et l'axe mécanique :

- de 0,6mm en P (entrée de la cavité)
- de 0,6mm en P' (plan médian)
- de 0,5mm en P'' (sortie de la cavité)

De façon générale l'axe électrique des moniteurs est décalé de quelques 1/10mm vers la fenêtre de couplage. Pour les (2x11) positionneurs de la machine, cette plage de variations est comprise entre 0,2 et 0,8mm. Lors de l'alignement il est tenu compte de l'axe électrique de chaque moniteur. Le mode de couplage, par fenêtre, est à l'origine de ce décalage du zéro de champ électrique.

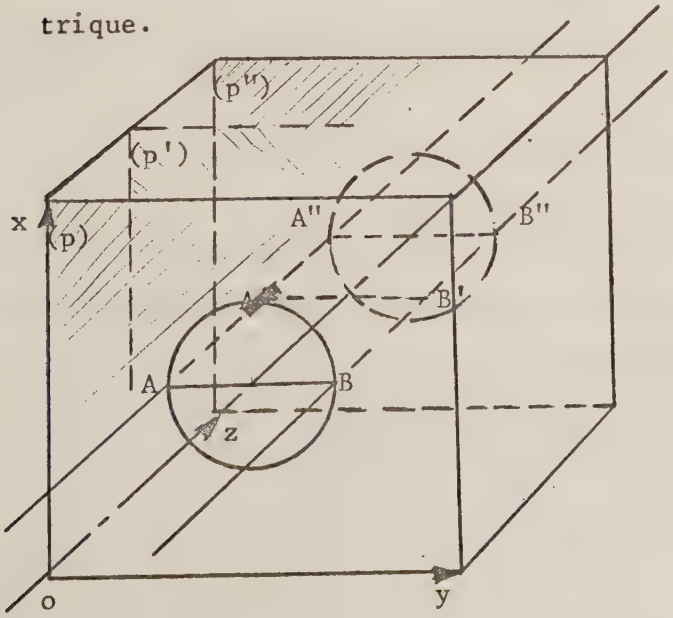


Figure 2.10 MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE PAR LA METHODE DES PERTURBATIONS

b) Sensibilité :

Tour à tour seront réglés ou vérifiés les paramètres définissant la puissance de sortie du capteur.

Fréquence de résonance : (b1)

La cavité doit être réglée pour fonctionner sous vide à la fréquence de l'Accélérateur, 2998, 55 Mc/s. Si aucune précaution particulière n'est prise, sa température peut varier et par suite son accord.

Par ailleurs, le réglage de la résonance en Laboratoire se fait dans des conditions différentes de celles de l'utilisation : température, pression, degré hygrométrique

Or, le choix d'une puissance de sortie donnée à 2% nous précise un réglage de l' accord à 0,2 Mc/s près. Nous allons évaluer l'influence des conditions de mesure et de fonctionnement sur l'accord du moniteur.

Variation de la fréquence de résonance en fonction du degré hygrométrique et de la température :

Degré hygrométrique à température donnée :

La fréquence de résonance d'une cavité donnée par la résolution de l'équation de propagation

$$\Delta E + \mu \varepsilon \omega^2 E = o$$

conduit à un ensemble de solutions pour $\mu\varepsilon\omega^2 = ct_e$

En particulier dans notre cas où : $\mu = \mu_o$ (perméabilité du vide) :

$$\frac{\omega_o(air)}{\omega_o(vide)} = \sqrt{\frac{\varepsilon_o(vide)}{\varepsilon\ (air)}} = \frac{f_o(air)}{f_o(vide)}$$

A température donnée :

$$f_o \text{ (air)} = f_o \text{ (vide)} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_o \text{ (vide)}}{\varepsilon \text{ (air)}}}$$

Or la valeur du coefficient diélectrique de l'air est de la forme [57] :

$$\varepsilon = 1 + 210.10^{-6} \cdot \frac{p_a}{T} + 180.10^{-6} \left(1 + \frac{5580}{T}\right) \frac{p_e}{T}$$

Où :

- T est la température absolue.
- p_a la pression partielle de l'air, mesurée au baromètre, en mm Hg.
- p_e la pression partielle de la vapeur d'eau, mesurée au psychromètre, en mm Hg.

Soit à $\theta = 25°C$, 60% de degré hygrométrique et une pression de 760mm Hg ;

$$\varepsilon \text{ (air)} \simeq 1+6{,}96.10^{-14}$$

avec $f_o = 2998{,}555$ Mc/s, la fréquence de réglage dans l'air sera :

$$f_o \text{ (air)} = 2997{,}515 \text{ Mc/s}$$

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1{,}041}{2998{,}555} \qquad \Delta f \simeq -1 \text{Mc/s}$$

Fréquence en fonction de la température :

Le positionneur est une cavité homogène. S'il subit une dilatation thermique toutes ses dimensions sont multiplées par $(1+\alpha)/°c$, où α est le coefficient de dilatation du matériau utilisé (cuivre).

Par suite :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{-\Delta\lambda}{\lambda+\Delta\lambda} = -\frac{\alpha}{1+\alpha} \Big/ {}^{\circ}C$$

α est de très faible valeur :

$$\alpha_{cu} = 17{,}6.10^{-6}$$

$$\Longrightarrow \quad \frac{\Delta f}{f} \# - \alpha / ^{\circ}C$$

Dans notre cas :

$$\underline{\Delta f \# 50KH_z / ^{\circ}C}$$

Conditions de réglage et de fonctionnement :

Il convient de stabiliser les moniteurs en température, vu l'influence de ce paramètre sur l'accord. Pour cela nous disposons de l'eau régulée des sections. Comme la puissance dissipée dans ces cavités est négligeable, elles sont pratiquement à la même température que l'eau de refroidissement.

Par contre, la fréquence de réglage des cavités tient compte de la différence de température de fonctionnement entre le cuivre des sections et celui des mesureurs.

| + 2°C pour les sections de type "extension"
| + 4°C pour les sections de type "ancienne machine"

Les sections étant toutes réglées pour θ=21°C, une pression p_a = 760mm Hg et une humidité relative de 60%, à une fréquence f_o(air) = 2998,055 Mc/s, elles fonctionnent pour θ = 31°C, sous vide, à f_o = 2998,555 Mc/s.

Les conditions de réglage et de fonctionnement des mesureurs seront donc les suivantes :

	f_o	MESUREURS A CAVITES	
		Ancienne machine	Extension
dans l'air : P_a = 760mm Hg Humidité relative : 60%	à 21°C (air)	2997,855 Mc/s	2997,955 Mc/s
	à 21°C (vide)	2998,855 Mc/s	2998,955 Mc/s
	à température de fonctionnement (vide)	27° 2998,555 Mc/s	29° 2998,555 Mc/s

En fait, les positionneurs réglés au départ à 2997,8 Mc/s (à 21°C dans l'air) pour l'ancienne machine et à 2998 Mc/s pour l'extension sont interchangeables puisque nous avons vu qu'à 0,2 Mc/s près, le niveau de sortie n'est pratiquement pas affecté.

Processus de réglage :

Le réglage de la cavité à la valeur de fréquence de résonance fixée au paragraphe précédent se fera en 2 étapes :

1er temps : préréglage :

Le positionneur est assemblé avec la face A non brasée (Fig.2.11). La fréquence de résonance est réglée par variation de la cote b. Suivant qu'il faudra augmenter ou diminuer la fréquence d'accord, le plan G ou le plan P de la face A sera rectifié. Nous savons que :

$$\frac{\Delta F}{\Delta b} = F_o \frac{\Delta b}{b} = \frac{3.10^9.10^{-5}}{112.10^{-3}} \quad c/s/m$$

$$\boxed{\frac{\Delta F}{\Delta b} \# 250 \text{ Kc/s} / 0{,}01\text{mm}}$$

La variation de f_o est donc très rapide. Le fait de braser la face A entraîne une différence sensible de l'accord. Aussi un réglage fin est-il nécessaire.

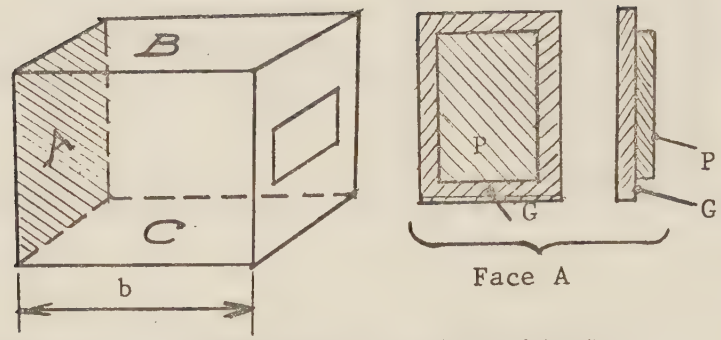


Figure 2.11 PREREGLAGE DE LA FREQUENCE

2ème temps : ajustage :

La fréquence de résonance de la cavité brasée et testée au vide est ajustée à sa valeur exacte par déformation des parois à l'aide d'un outil de type "serre-joint", à têtes semi-hémisphériques pour éviter les effets d'emporte-pièce, (Fig.2.12).

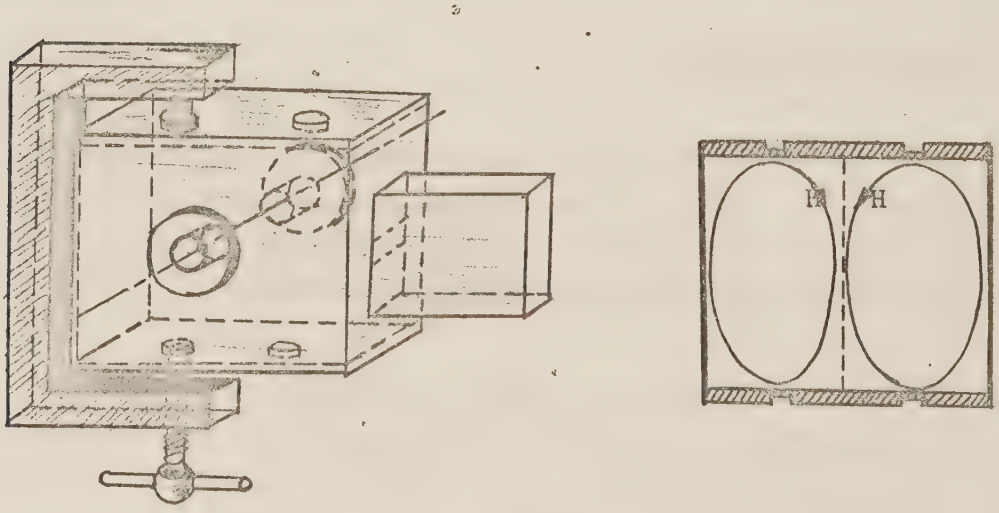


Figure 2.12 AJUSTAGE DE LA FREQUENCE

Ce réglage repose sur le principe suivant :

Perturbation de la frontière :

Soit f la fréquence de résonance de la cavité. On déforme légèrement la surface S. Le volume V varie de v(Fig.2.13). La fréquence subit une variation df. Il est montré qu'au ler ordre on a (SLATER) :

$$\frac{df}{f} = \frac{\iiint_v (\mu H^2 - \varepsilon E^2)\, dV}{2 \iiint_V \varepsilon E^2\, dV}$$

Ainsi, lorsqu'on enfonce la paroi dans une région où

$$\begin{cases} H \text{ est prédominant, } f_o \text{ augmente} \\ E \text{ " " " } f_o \text{ diminue .} \end{cases}$$

En se reportant à la distribution des champs dans la cavité (Fig.2.2) il apparaît que les zones à H prédominant permettent un réglage aisé : les faces B et C du positionneur sont émincées dans les régions présentant un champ H maximum (Fig.2.12). L'ajustage se fait donc en augmentant la fréquence jusqu'à la valeur f_o.

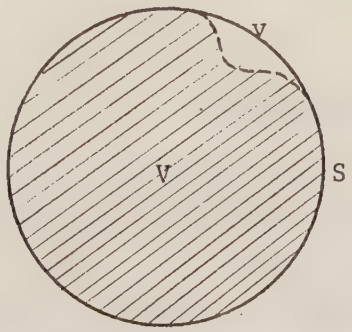


Figure 2.13 PERTURBATION DE LA FRONTIERE

Méthodes de mesure :

La fréquence de résonance peut se mesurer en réflexion ou en transmission, en s'appliquant :

- soit à la puissance transmise ou réfléchie donnant la bande passante à 3dB et :

$$Q_{ch} = \frac{f_o}{2 \Delta f_{ch}}$$

- soit à l'amplitude des ondes stationnaires en fonction de la fréquence. Le relevé du TOS (V.S.W.R.) en fonction de la fréquence donne le minimum $r_{min} = \beta$ pour lequel $f = f_o$ (cavité surcouplée).

- soit à leur phase : le relevé à l'aide de la ligne de mesure en fonction de la fréquence pour la cavité surcouplée ($\beta > 1$) de :

$$\Delta x = x_{min} \text{ (cavité normale)} - x_{max} \text{ (cavité désaccordée)}$$

s'annule pour $f = f_o$

Quel que soit le procédé, nous assurons la condition de fonctionnement -sous vide- à $f_o \neq 2998{,}55$ Mc/s

Coefficient de surtension : (b2)

Méthodes de mesure :

Nous pouvons utiliser plusieurs méthodes pour mesurer Q_o et régler la valeur de Q_{ch} à 1000 par ajustage du couplage, à la fréquence d'accord voulue :

α) Mesure de Q_{ch}. Calcul de Q_o, Q_{ext} :

La mesure de Q_{ch} à partir de la bande passante à 3dB donne :

$$Q_{ch} = \frac{f_o}{2\Delta f_{ch}} \qquad \text{(2.XXII)}$$

Le couplage est donné par le minimum de la réponse TOS/fréquence; Q_o et Q_{ext} par :

$$\left| \begin{array}{l} Q_o = Q_{ch} \ (1 + \beta) \\ Q_{ext} = Q_o \ / \ \beta \end{array} \right. \qquad \text{(2.XXIII)}$$

β) Variation de l'impédance en fonction de la fréquence :

a) La variation de l'impédance du moniteur en fonction de la fréquence, relevée à l'aide d'une ligne fendue, se traduit par un cercle sur l'abaque de Smith, qui permet de déterminer son intersection avec les lieux donnant Q_o, Q_{ch}, Q_{ext}. A ces points correspondent :

- sur l'échelle linéaire des fréquences, les valeurs des bandes passantes relatives à Q_o, Q_{ch}, Q_{ext}.
- sur l'axe des réels, les valeurs des T.O.S. des points à 3dB (points de 1/2 puissance).

b) Le relevé TOS/fréquence, sans utiliser l'abaque de Smith, traduit les largeurs de bande pour les T.O.S. :

$$\left.\begin{aligned}
\left[r\ 1/2\right]_o &= \frac{2+\beta^2+\sqrt{4+\beta^4}}{2\beta} \Longrightarrow 2\,\Delta\, f_o \\
\left[r\ 1/2\right]_{ch} &= \frac{1+\beta+\beta^2+(1+\beta)\sqrt{1+\beta^2}}{\beta} \Longrightarrow 2\,\Delta\, f_{ch} \\
\left[r\ 1/2\right]_{ext} &= \frac{1+2\beta^2+\sqrt{1+4\beta^4}}{2\beta} \Longrightarrow 2\,\Delta\, f_{ext}
\end{aligned}\right\} \quad (2.XXIV)$$

Choix de la méthode :

La mesure de l'impédance traduite sur l'abaque de Smith (graphe 16) ou le relevé TOS/fréquence (graphe 17) assure une étude précise du prototype permettant la définition (mécanique y compris) du couplage. Pour les réglages de l'accord et contrôles de série, il se révèle plus pratique de mesurer f_o et Q_{ch} par une méthode dynamique de wobulation[51] et d'en tirer Q_o et Q_{ext} connaissant β (2.XXII) et (2.XXIII).

Applications

La cavité prototype expérimentée sur la 9ème tranche (7/66) a un Q_o de 15000 (méthode β_a). Pour $f=f_o$ on obtient $Q_{ch} \simeq 1000$ avec $\beta = 14$; $Q_{ext} \simeq 1100$.

Pour le positionneur 7 bis.H. :

Méthode ∝) Pour $f_o|_{air}$ = 2997,7Mc/s , Q_{ch} = 970 (wobulation graphe 18)

$\beta = 14$

(2.XXIII) $\Longrightarrow Q_o$ = 14550 et Q_{ext} = 1040

Méthode β b) f_o = 2997,72 Mc/s $\beta \neq 14$ (graphe 17)

et (2.XXIV)

$$\left[r\ 1/2\right]_{ch} = 30 \Longrightarrow Q_{ch} = \frac{f_o}{2\,\Delta\, f_{ch}} \neq 980$$

$$\left[r\ 1/2\right]_{ext} = 28 \Longrightarrow Q_{ext} = \frac{f_o}{2\,\Delta\, f_{ext}} \neq 1050$$

$$\left[r\ 1/2\right]_{o} = 14{,}07 \qquad Q_o^{*} = Q_{ch}\left[1+\beta\right] = 14700$$

Nous retiendrons :

$Q_o \simeq 15000$ $\qquad$ $Q_{ch} \simeq 1000$

Couplage β : (b3)

Le couplage est assuré par un diaphragme selfique à deux iris[60] ; les cotes d et e corespondent aux dimensions internes du guide rectangulaire de sortie (Fig.2.14) :

d = 29,5mm e : 66,4mm

La valeur de ℓ détermine le couplage β

Valeur du couplage - Cotes du diaphragme :

Une bande passante à 3dB (en puissance) de 3Mc/s nous conduit à $\beta = 14$ avec ℓ = 18,5mm.

* : La valeur de Q_o ne pourrait se déduire de cette courbe TOS/fréquence, sans dilater l'échelle autour de la résonance.

Méthode de mesure :

L'impédance-shunt est mesurée par une méthode de perturbation[58]. Soit f_o la fréquence de résonance du moniteur. L'introduction dans la cavité, selon son axe, d'une tige diélectrique perturbe l'accord en diminuant la fréquence de résonance : f'_o la nouvelle valeur.

L'impédance-shunt par unité de longueur est donnée par :

$$\text{MKSA} : \left[\frac{r}{Q_{ch}}\right]_{\Omega/m} = 120. \frac{c}{s\,(k-1)} \cdot \frac{\Delta f_o}{f_o^2} \qquad \text{(2.XXV)}$$

avec : $\Delta f_o = f_o - f'_o$

où :
- c représente la vitesse de la lumière (3.10^8 m/s)
- s la section droite de la tige diélectrique
- k la constante diélectrique relative de la tige .

Valeur numérique[11]

. Une cavité-étalon, de R/Q donné, permet dans un premier temps de connaître la constante diélectrique relative d'une tige de quartz transparent [$\varnothing = 2$mm] .

$$K = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_o} = 4$$

. Pour le positionneur, à une distance de l'axe y = 10mm, correspondant à un angle de $\pi/6$ environ, l'impédance-shunt est : (Fig.2.15)

$$\text{MKSA} : \left[\frac{r}{Q_{ch}}\right]_{\Omega/m} = 0{,}445.10^{-3}.\ \Delta f_o$$

La mesure donne $\Delta f_o = 1{,}525$ Mc/s soit : $\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right] = \left[\frac{r}{Q}\right]_{\Omega/m}.d \# 20{,}4\Omega \Big|_{y=10\,mm}$

La valeur calculée lors du choix des paramètres était pratiquement identique : $\left(R/Q_{ch}\right) \# 21\Omega \Big|_{y=10mm}$

L'impédance-shunt varie en fonction de la position du faisceau dans la cavité suivant la relation (2.IX). Le maximum, situé bien au delà de la zone utile, est :

$$\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{\pi/2} \# 50\Omega \Big|_{y=b/4 \# 28mm}$$

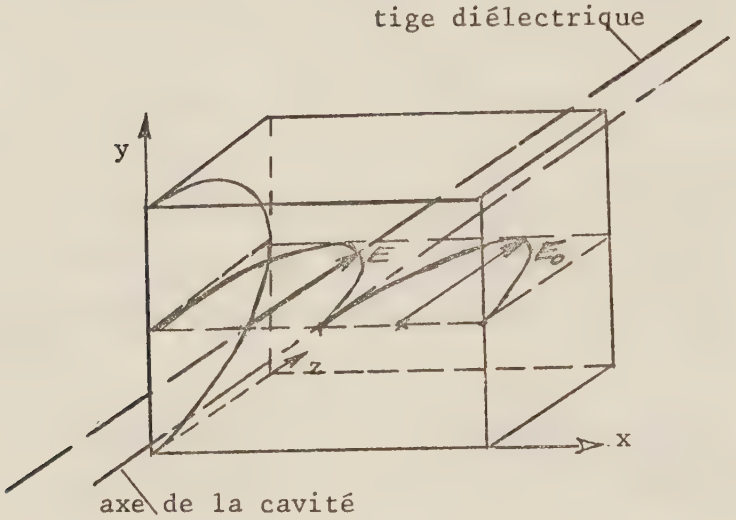


Figure 2.15 MESURE DE L'IMPEDANCE-SHUNT PAR PERTURBATION A L'AIDE D'UNE TIGE DE QUARTZ

Puissance de sortie - sensibilité à partir de la mesure des paramètres : (b5)

La sensibilité théorique du positionneur lors du choix des paramètres était : $s_p \simeq 0,30 \ \hat{mW} / \hat{mA}^2 \ mm^2$

A partir de l'expression théorique du signal, déterminée soit par la distribution des champs (2.VII) soit par analogie B.F. (2.VIII), et de la mesure

des paramètres pour f_o donnée, nous pouvons calculer la puissance de sortie que doit donner la cavité.

Calcul par la distribution des champs :

Appliqué à une cavité prototype dans les conditions d'expérimentation sur faisceau (21/07/1966) avec I_o = 20mA, l'interaction onde-faisceau au point de couplage se traduit par (2.VII) :

$$P_{ext} = \frac{4}{\pi} Q_{ch} \cdot \frac{d}{a.b} \lambda_o \cdot \eta \frac{\beta}{1+\beta} I_o^2 \sin^2\theta \quad \text{où :} \quad \theta = \frac{2\pi x}{b}$$

avec : $\eta = \left[\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}\right]^{1/2} = 120\pi = 377\ \Omega$

$Q_{ch} = 1000$ $\beta = 14$

$a = 0{,}100m$ $b = 0{,}112m$ $d = 29{,}5.10^{-3}m$ $\lambda_o = 0{,}100m$

A 10mm de l'axe :

$(2.VII) \Longrightarrow P_{ext} = 33{,}5\ \hat{mW} / \hat{mA}^2$

soit une sensibilité :

$$s_p = 0{,}33\ \hat{mW} / \hat{mA}^2.mm^2$$

Précision

La différentielle logarithmique de l'expression (2.VII) est :

$$\frac{\partial P_{ext}}{P_{ext}} = \frac{\partial Q_{ch}}{Q_{ch}} + \frac{\partial \beta}{\beta(1+\beta)} + \frac{2\partial I}{I} + \frac{2\partial\theta}{t_g \theta} \qquad (2.XXVI)$$

En considérant comme négligeables les erreurs sur a,b,d,λ_o,

avec	$\partial Q_{ch} = 50$	$\partial\beta = 1$	$\partial\hat{I} = \frac{\hat{I}\partial\hat{V}}{V} = 0,5mA$ $(\partial\hat{V}=0,1V)$	$\partial\theta=\frac{2\pi\partial x}{\lambda_g} = 0,112rad$ $(\partial x=0,2mm)$
pour	$Q_{ch} = 1000$	$\beta = 14$	$\hat{I} = 20mA$ $(\hat{V} = 4V)$	$\theta=\frac{2\pi x}{\lambda_g} = 0,56$ rad $(x = 10mm)$

L'erreur relative sur le calcul de la puissance a pour valeur :

$$(2.XXVI) \Longrightarrow \frac{\Delta P_{ext}}{P_{ext}} \# 14\ \%$$

soit :

$$P_{ext} \pm \Delta P_{ext} = \boxed{33,5 \pm 4,7}\ m\hat{W} / m\hat{A}^2 \quad \text{à} \quad x = 10mm$$

$$\boxed{0,29 \leq s_p \leq 0,38}\ m\hat{W} / m\hat{A}^2.mm^2$$

Calcul à partir du modèle B.F. de la cavité :

Le signal délivré par le positionneur peut aussi s'écrire :

$$(2.VIII) \Longrightarrow P_{ext} = 2\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{\pi/2} \cdot Q_{ch} \cdot \frac{\beta}{1+\beta}\ m^2.I^2.\sin^2\theta$$

où : $\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{\pi/2}.\sin^2\theta = 20,4\ \Omega$ pour $y = 10mm$; avec $\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{\pi/2} \# 50\Omega$ et $\theta \# 40°$

$Q_{ch} = 1000$
$\beta = 14$ (cavité prototype)
$m^2 = 0,744$

soit : $P_{ext} = 28,4\ mW/mA^2$ à 10mm de l'axe

$\Longrightarrow s_p = 0,28\ mW/mA^2.mm^2$

Précision

Dans les mêmes conditions de cavité et d'expérimentation que précédemment, nous pourrons déduire l'erreur, sur l'estimation de la puissance, de la différentielle logarithmique de (2.VIII) :

$$\frac{\partial P_{ext}}{P_{ext}} = \frac{\partial\left(\frac{R}{Q_{ch}}\right)}{\frac{R}{Q_{ch}}} + \frac{\partial Q_{ch}}{Q_{ch}} + \frac{\partial\beta}{\beta(1+\beta)} + \frac{2\,\partial I}{I} \qquad (2.XXVII)$$

L'erreur commise sur la valeur du coefficient de transit m est négligeable.

avec	$\partial\left(\frac{R}{Q_{ch}}\right) = 1$	$\partial Q_{ch} = 50$	$\partial\beta = 1$	$\partial\hat{I} = \hat{I}\,\frac{\partial V}{V} = 0{,}5\text{mA}$ $(\partial V = 0{,}1V)$
pour	$\frac{R}{Q_{ch}} = 20{,}4$	$Q_{ch} = 1000$	$\beta = 14$	$\hat{I} = K\hat{V} = 20\text{mA}$ $(V = 4V)$

D'où une erreur relative sur la puissance :

$$(2.XXVII) \Longrightarrow \frac{\Delta P_{ext}}{P_{ext}} = 15{,}4\ \%$$

soit $$P_{ext} \pm \Delta P_{ext} = \boxed{28{,}5 \pm 4{,}4}\ \text{mW} / \text{mA}^2$$

$$\boxed{0{,}24 \leq s_p \leq 0{,}33}\ \text{mW} / \text{mA}^2 . \text{mm}^2$$

En confrontant les résultats de ces 2 méthodes de calcul de la puissance délivrée par le positionneur avec ceux obtenus lors des essais dynamiques -avec faisceau- nous pourrons fixer la sensibilité du capteur.

3) *MESURES DYNAMIQUES* :

Une fois la cavité définie et réglée en Laboratoire, les essais avec faisceau doivent vérifier la conformité de réponse de la cavité prototype et assurer les conditionsde reproductibilité pour la série :

- en linéarité.
- en phase du signal, donc en signe.
- en puissance de sortie ou sensibilité.

a) Linéarité :

La linéarité du positionneur a été verifiée dans la dynamique de courant et de position fixées.

. à position donnée et courant variable (graphe 19)
. à courant donné et position variable (graphe 20)

Sur le prototype, une expérimentation, à faisceau fixe et cavité solidaire d'un chariot translateur horizontal reliée à la chambre à vide par une membrane souple, a permis une lecture de position à $\pm$ 0,5mm (graphe 21).

Le contrôle d'un moniteur en service ne peut se faire que par le calcul des faibles variations de trajectoire d'électrons soumis à un champ électrique accélérateur et à des incréments de champ magnétique déflecteur réalisés à l'aide de bobines de guidage. Le résultat obtenu est comparé à l'information expérimentale du capteur .

b) Phase :

Au passage par "zéro" du signal de position, pour un faisceau dont le centre de charge franchit l'axe électrique de la cavité, correspond la variation de phase de 180° (graphe 22) , donc le changement de signe de l'information discriminée.

c) Mesure dynamique de la puissance de sortie : sensibilité :

Effectuée successivement sur l'Accélérateur 2MeV (graphe 23), puis sur le Linac, la méthode d'étalonnage est identique dans les 2 cas : la cavité est montée sur un chariot translateur horizontal. Comme pour la linéarité, le contrôle d'un positionneur en service ne peut se faire que par comparaison de l'information recueillie avec le calcul des variations de trajectoire.

Résultats expérimentaux :

Dans les mêmes conditions d'expérimentation sur faisceau (21/07/1966) que pour les 2 méthodes de calcul, à une énergie $\mathcal{E}$ = 1,01 GeV et $I_{dévié}$ = 1,2µA, $\hat{I}_o$ = 20mA, les mesures de décentrage ont traduit :

- pour x = 10mm $\quad \hat{P}$ = 11,8 W

soit : $\hat{P}/\hat{I}^2 = 30 mW/mA^2$

- pour x = 6mm

$\hat{P}/\hat{I}^2 = 10,5 mW/mA^2$

D'où une sensibilité pour le positionneur :

$$s_p = \frac{P}{I^2 x^2} = 0,30 mW/mA^2 mm^2$$

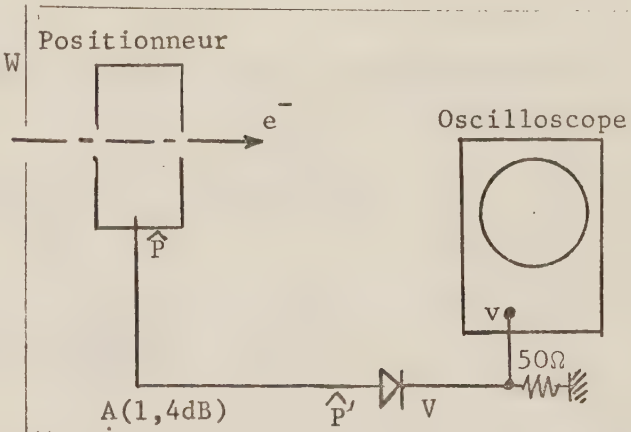


Figure 2.16 DETECTION DE P_{ext}

Précision :

L'erreur relative sur la mesure de la sensibilité sera donnée par :

$$\frac{\partial s_p}{s_p} = \frac{\partial \hat{P}}{P} - \frac{2\,\partial \hat{I}}{I} - \frac{2\,\partial x}{x}$$

La puissance P à la sortie du capteur est atténuée par le cable. La détection (Fig.2.16) de P'=AP, à l'aide d'une diode 2B22 étalonnée se traduit

par $\hat{V} = k \hat{P}^{1/2}$ (2.XXVIII). L'erreur relative sur la mesure de P est :

$$\frac{\partial \hat{P}}{\hat{P}} = \frac{\partial P'_m}{P'_m} + \frac{\partial A}{A} + \frac{\partial \hat{P}'}{\hat{P}'}$$

où :

- $\partial \hat{P}'_m / \hat{P}'_m$ est l'erreur sur la courbe d'étalonnage $\hat{V}m = f(\hat{P}_m)$
- $\partial A/A$ est l'erreur sur l'atténuation du cable
- $\partial \hat{P}'/\hat{P}'$ est l'erreur sur la puissance due à la lecture de V puisque (2.XXVIII):

$$\frac{\partial \hat{P}'}{\hat{P}'} = \frac{2\,\partial \hat{V}}{\hat{V}}$$

soit :
$$\frac{\partial s_p}{s_p} = \frac{\partial \hat{P}'_m}{P'_m} + \frac{\partial A}{A} + \frac{2\,\partial \hat{V}}{\hat{V}} - \frac{2\,\partial \hat{I}_o}{\hat{I}} - \frac{2\,\partial x}{x}$$

et :
$$\frac{\Delta s_p}{s_p} = \frac{\Delta P'_m}{P'_m} + \frac{\Delta A}{A} + \frac{2\,\Delta \hat{V}}{\hat{V}} + \frac{2\,\Delta \hat{I}_o}{\hat{I}_o} + \frac{2\,\Delta x}{x}$$

avec :

- $\hat{V} = (3{,}2 \pm 0{,}1)$V
- $A = (1{,}4 \pm 0{,}05)$dB
- $\hat{I} = (20 \pm 0{,}5)$mA
- $x = (10 \pm 0{,}2)$mm
- $P'_m = (8{,}5 \pm 0{,}2)$W

nous aurons :
$$\frac{\Delta s_p}{s_p} = 18{,}9\ \%$$

A 10mm de l'axe : $P_{ext} \pm \Delta P_{ext} = \left[30 \pm 5,7\right]$ $\hat{mW} / \hat{mA^2}$

$$\underline{\left[0,24 \leq s_p \leq 0,36\right] \quad \hat{mW} / \hat{mA^2}.mm^2}$$

Sensibilité : (c1)

En comparant ces valeurs de sensibilité obtenues par les différentes méthodes de calcul et d'expérimentation, nous obtenons un histogramme, (graphe24). La sensibilité en fonction des fréquences cumulées portée sur un graphique à ordonnées galtoniennes détermine une droite de Henry : nous avons donc affaire à une courbe de Gauss.

A partir de la droite de Henry, nous relevons la valeur moyenne et l'écart-type (graphe 25) soit :

$$s_p \simeq \left[0,30 \pm 13,5\%\right] \quad \hat{mW} / \hat{mA^2}.mm^2$$

Il s'agit là d'une étude sur prototype. Pour fixer la sensibilité d'un capteur de série, il conviendrait d'ajouter :

- la tolérance sur le réglage en fréquence. La sélectivité S = 1,02 entraine : $\Delta f \leq 0,2 Mc/s \Longrightarrow \Delta P_{ext} \leq 2\%$
- la tolérance sur la transmission du signal de position due au T.O.S. de la fenêtre d'étanchéité et de la transition guide-coaxial. Pour chacun :

$$r < 1,2 \Longrightarrow \Delta P_{ext} \leq 2\%$$

D'où une précision pour la sensibilité des positionneurs en service :

$$\boxed{s_p \not\simeq \left[0,30 \pm 17,5\%\right] \quad mW / mA^2.mm^2}$$

Dynamique de sortie : (c2)

En fonction de la dynamique du courant de faisceau et de sa plage d'excentricité possible, ± 10mm, dans laquelle se situe la zone de lecture de position du centre de charge, ± 5mm, la puissance de sortie du moniteur, $P_{ext} \simeq K'I_o^2 x^2$, aura une dynamique satisfaisant aux conditions de fonctionnement et d'utilisation.

<table>
<tr><th rowspan="2">Courant faisceau</th><th rowspan="2">Position par rapport à l'axe</th><th colspan="2">Signal Moniteur</th></tr>
<tr><th>Plage de lecture</th><th>Plage de réglage</th></tr>
<tr><td rowspan="2">20 mA</td><td>± 0,5mm
± 5 mm
± 10 mm</td><td rowspan="2">40 dB</td><td>30 mW
3 W</td><td rowspan="2">46dB</td><td>12 W</td></tr>
<tr><td>± 0,5mm
± 5 mm
± 10 mm</td><td>3 W
300 W</td><td>1,2 KW</td></tr>
<tr><td rowspan="2">100 mA</td><td rowspan="2">± 0,5mm
± 5 mm
± 10 mm</td><td rowspan="2">30 dB</td><td>750 mW
75 W</td><td rowspan="2">36dB</td><td>300 W</td></tr>
<tr><td>300 mA</td><td>6,75 W
675 W</td><td>2,7 KW</td></tr>
</table>

Rapport signal/bruit : (c3)

Comme l'information de position n'est utilisée qu'après détection, les caractéristiques de bruit de fond et de rapport signal/bruit sont envisagées avec celle-ci.

Le niveau de bruit est de l'ordre de ± 40mV (photo a-graphe 26), provoqué surtout par les éclateurs des modulateurs. Situé en avant du signal utile, il est pratiquement négligeable au niveau de l'information et son intégration est nulle (photo b - graphe 26).

Comparons les amplitudes. On définit habituellement le seuil de sensibilité lorsque le signal d'écart de position observé à l'oscilloscope, sur charge R = 50 Ω dans notre cas, se détache du bruit de fond juste de l'amplitude de ce dernier. Appliquée au signal global, le seuil correspondrait à un écart de $\pm$ 0,5mm à 20mA ou $\pm$ 1mm à 10mA (photo d, graphe 26) et par suite à un rapport signal/bruit :

	Faisceau $\hat{I}_o$ (mA)	Déflexions x,y, (mm)	S/B
Plages de courant faisceau	20	0,5	2
	200	10	400
	100	0,5	10
	300	10	600

Mais durant la seule information de position, ce seuil peut être ramené à un écart de position de $\pm$ 0,5mm pour $\hat{I}_f$ = 5 mA (photo C-graphe 26)

Puissance prélevée au faisceau : (c4)

Ce moniteur ne doit exercer qu'un rôle de contrôle dans la transmission du faisceau. Le rapport $\frac{P_f}{P_{faisceau}}$, où P_f est la puissance échangée avec le faisceau, doit donc être négligeable.

Comme les positionneurs se situent à chaque inter-tranche, tout le long de l'Accélérateur, leur consommation relative par rapport à la puissance transmise par le faisceau se situe dans la plage ci-après :

avec : $P_f = P_{ext} + P_j = P_{ext} (\frac{1}{\beta} + 1)$

où : $\beta = 14$ et $P_{ext} = 0,3$ mW / $\hat{mA}^2$ mm^2

Intertranche	Energie (MeV)	Courant $\hat{I}_o$ (mA)	Puissance de faisceau transmise (MW)	P_f (prélevée à 10mm de l'axe (W)	$P_f/P_{faisceau}$
0 A	≠16,5	300	≃ 5	$2,9.10^3$	$\sim 6.10^{-4}$
9	$2,2.10^3$	10	22	3,2	$\sim 1,5.10^{-7}$

Pour l'utilisation fixée, cette cavité TM_{120} est bien un capteur "non destructif" du faisceau.

VI TECHNOLOGIE[59] (graphe 27)

Matériau :

Jumelées pour transmettre une information en x et y de la position du faisceau, les cavités sont réalisées en cuivre électrolytique OFHC pour diminuer les pertes dans les parois en améliorant la conductivité.(Fig.2.17)

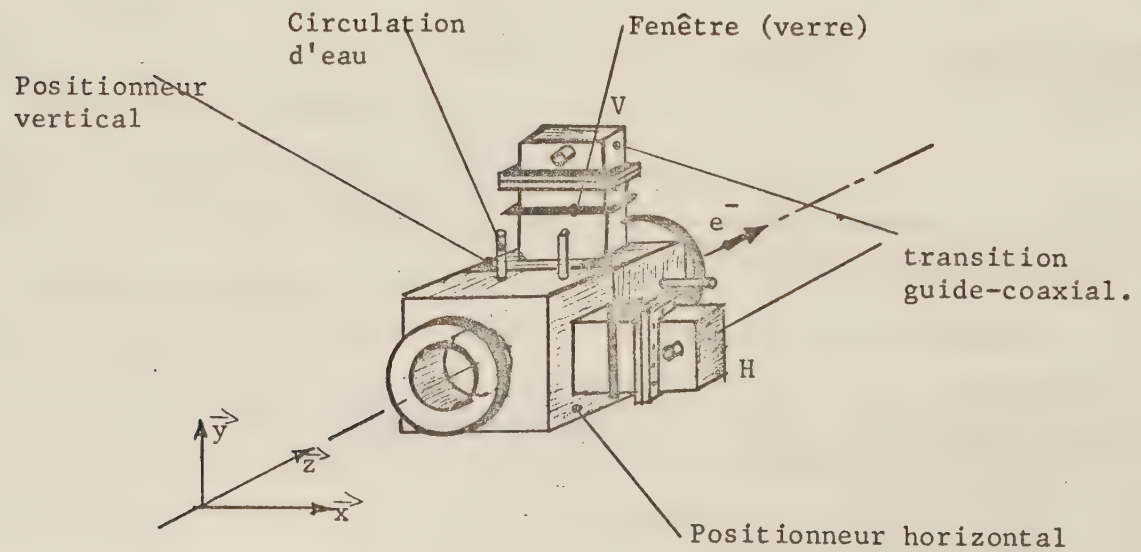


Figure 2.17 CAVITES "POSITIONNEUR" JUMELEES H.etV.

Etanchéité au vide :

Disposées à chaque intertranche, elles sont soumises directement au vide entretenu du Linac. Les pièces constitutives du capteur sont brasées entre elles. L'étanchéité entre brides solidaires respectivement du positionneur et des tubes de glissement est assurée par des joints à picot en aluminium (e≃ 0,6mm).

Un guide d'onde rectangulaire en cuivre (cotes internes :29,5mm.66,37mm, e = 2mm) est couplé à la cavité.

Une transition guide-coaxial permet de transmettre l'information par cable. Comme elle n'est pas étanche, une fenêtre de verre (fenêtre Thomson sur guide) est soudée à l'étain sur une section droite du guide de la cavité.

Température :

Des serpentins appliqués sur les parois normales à la trajectoire du faisceau permettent à chaque cavité d'être stabilisée en température par l'eau régulée des sections. La puissance dissipée dans les positionneurs est négligeable : le métal est donc à la même température que l'eau de refroidissement.

Avec la cavité référence de phase et le tore moniteur de courant, les cavités de position H et V constituent un ensemble de mesureurs du faisceau direct (graphe 28).

D- TRAITEMENT DE L'INFORMATION DU MONITEUR

Nous avons vu pour le signal issu du positionneur d'amplitude proportionnelle au déplacement du faisceau que l'établissement du signe de la déflexion exige une référence de phase.

Affranchir son expression de la valeur du courant nous conduit à "normaliser" l'information.

I REFERENCE DE PHASE ET SIGNE DE L'INFORMATION

Véhicule de l'information de position, l'onde couplée en phase avec le faisceau est déphasée de π lorsque celui-ci franchit l'axe électrique de la cavité. Cette variation de phase ne sera décelée qu'en la comparant à une phase de référence, fixe par rapport au courant de faisceau bunché.

1- *DISCRIMINATION DE PHASE* :

Réalisons le montage de la figure (2.18) avec un "té magique" où les flux de puissance h.f. du positionneur et de la référence de phase entrent respectivement dans les branches (1) et (3). Ils se répartissent chacun dans les branches (2) et (4).

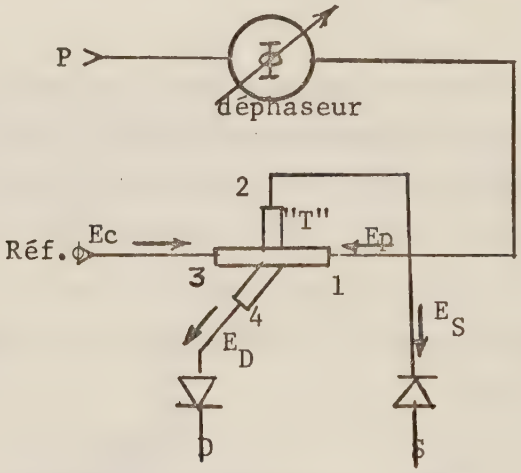


Figure 2.18 SIGNAL : DIFFERENCE SOMME

A l'entrée du "té" la valeur de l'angle de phase entre E_c et E_p est quelconque et ne dépend que du circuit h.f. de comparaison. Les sorties (2) et (4) donnent ($E_c > E_p$) :

$$\left| \begin{array}{l} E_S^2 = \frac{1}{2} \left[E_p^2 + E_c^2 + 2 E_c E_p \cos \phi \right] \\ E_D^2 = \frac{1}{2} \left[E_p^2 + E_c^2 - 2 E_c E_p \cos \phi \right] \end{array} \right. \qquad \text{Fig.2.19}$$

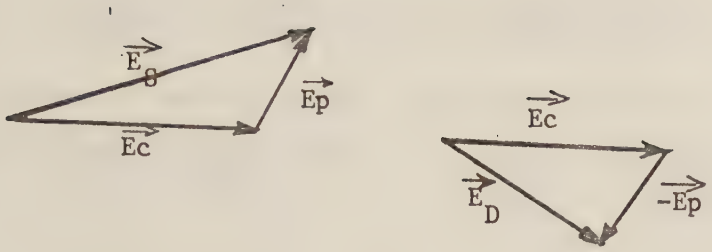


Figure 2.19

Réglons ϕ de façon que, le faisceau étant décentré, $\vec{E}_c$ et $\vec{E}_p$ aient la même phase en T (Fig.2.20) , alors :

$$\left| \begin{array}{l} E_S = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[E_c + E_p \right] \\ E_D = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[E_c - E_p \right] \end{array} \right.$$

Après détection linéaire à l'aide de diodes appariées, la différence des des signaux S et D est :

$$\underline{S - D = \sqrt{2}\, k\, E_p}$$

Si le faisceau franchit l'axe, la phase de E_p change de π, l'information devient :

$$\underline{S - D = -\sqrt{2}\, k\, E_p}$$

Le signe de la sortie indique bien le sens de déplacement du faisceau.

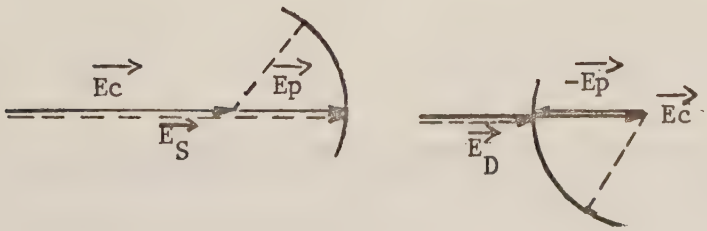


Figure 2.20

En puissance : $P_s = \frac{1}{2}\left[\sqrt{P_c} + \sqrt{P_p}\right]^2$, $P_d = \frac{1}{2}\left[\sqrt{P_c} - \sqrt{P_p}\right]^2$ (2.XXIX)

Avec la loi de détection linéaire identique sur les 2 voies ,

$v = kP^{1/2}$: $v_s = \frac{k}{\sqrt{2}}\left[\sqrt{P_c} + \sqrt{P_p}\right]$, $v_d = \frac{k}{\sqrt{2}}\left[\sqrt{P_c} - \sqrt{P_p}\right]$

et : $v_{xI} = \pm\left\{\left|v_s\right| - \left|v_d\right|\right\} = \overline{v_s} + \overline{v_d} = \pm\sqrt{2}\cdot k\cdot\sqrt{P_p}$ (2.XXX)

La puissance délivrée par le moniteur à l'entrée du comparateur est :

$P_p = KI_o^2 \sin^2\theta$, $\theta = \frac{2\pi}{b}\,y$ d'où : $v_{xI} = \pm\sqrt{2}.\,k\sqrt{K}\,I_o \sin\theta$

pour les faibles valeurs de x :

$$v_{xI} \simeq \pm k.\sqrt{K}.\sqrt{2}\cdot\frac{2\pi}{b}\cdot I_o\cdot y$$

où :
- k est la constante de détection.
- K, le gain de l'information de position à l'entrée du discriminateur.
- b, la cote de la cavité suivant $\vec{y}$
- I_o, la valeur moyenne du courant bunché sur le cycle de la h.f.

en posant : $k_1 = k\sqrt{K}.\sqrt{2}\,\frac{2\pi}{b}$

$$v_{xI} \simeq \pm k_1 I_o x \qquad \text{(2.XXXI)}$$

La somme algébrique des signaux détectés renseigne sur le déplacement du faisceau en amplitude et signe.

2- *REALISATION DU CIRCUIT DE COMPARAISON* :

a) Référence de phase utilisée :

La référence de phase E_c peut être le signal prélevé par couplage dans une cavité réentrante traversée par le faisceau. De telles cavités sont déjà utilisées sur l'accélérateur comme capteurs pour le système de calage de phase des "sections". La même cavité peut servir de référence pour les moniteurs H et V d'un ensemble positionneur, en distribuant sa puissance à l'aide d'un coupleur h.f. à 3dB.

Comme il faut satisfaire $E_c > E_p$ avec, dans le cas du positionneur :

$$\frac{P_{ext}}{I_o^2} = 30 mW/mA^2 \quad \text{pour } x = 10mm$$

La sensibilité déterminée pour la cavité de référence devra être :

$$\frac{P_c}{I_o^2} > 60 mW/mA^2$$

La cavité réentrante est mieux adaptée pour réaliser une telle sensibilité que la cavité TM_{010} en particulier (la longueur équivalente du gap permet une impédance-shunt élevée.)

Principe : (a1)

Les propriétés de ce type de cavité et son couplage avec le faisceau ont été étudiés et appliqués par G. Callède, H. Zyngier, P.Brunet et al [60 à 63)]

Nous utiliserons ici les conclusions qui nous concernent.

Le passage d'un faisceau d'électrons bunché à la fréquence $\omega/2\pi$ de la h.f. d'accélération excite dans une cavité des champs électriques proportionnels au courant du faisceau.

Soit I(t) le courant traversant la section droite médiane de la cavité. Nous avons vu que, fonction périodique, sa décomposition en série de Fourier fournit un spectre dont la composante fondamentale I_{rf} a la même fréquence que l'onde h.f. Elle passe par un maximum au moment du passage du centre du bunch au milieu de la cavité (sens de la propagation) (Fig.2.21).

I_{rf} a donc une phase fixe par rapport au centre du bunch :

En accordant la fréquence de la cavité réentrante sur celle de I_{rf}, donc de l'onde h.f., on disposera par couplage d'une référence de phase $\vec{E}_c$ pour le signal $\vec{E}_p$ du positionneur.

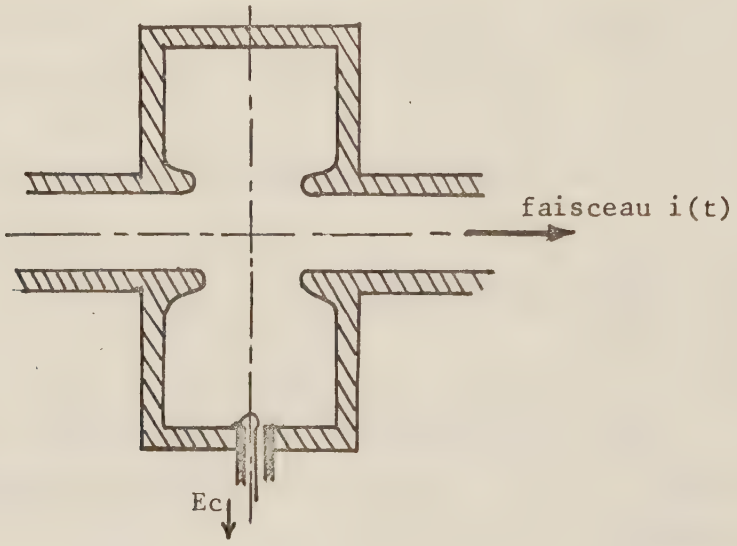


Figure 2.21

Expression de la puissance de sortie de la cavité réentrante :(a2)

Comme le calcul sur la cavité elle-même [62] et sur le circuit équivalent [60,61] ont été traités, appliquons pratiquement à la cavité réentrante l'analogie d'expression avec le modèle B.F. du positionneur.

La puissance instantanée utile P_{ext} à partir de laquelle est détectée la référence de phase du faisceau s'écrit donc :

$$P_{ext}(t) = \mathcal{R} \cdot I_o^2(t)$$

où : $I_o(t)$ est le courant moyen du faisceau sur le cycle de h.f., le groupement en bunches étant éliminé de la fonction $I_o(t)$.

$\mathcal{R}$ en tenant compte de la sélectivité (2XIV), a pour expression :

$$\mathcal{R} = 2\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right] Q_{ch} \cdot \left[\frac{\beta}{1+\beta}\right] \cdot m^2 \cdot \frac{1}{1 + \left[2\, Q_{ch} \cdot \frac{\Delta f}{f_o}\right]^2} \qquad (2.XXXII)$$

Le champ électrique dans la région du gap a une répartition, au 1er ordre, uniforme au droit du faisceau pour toute sa plage de balayage, ± 9mm autour de l'axe. La valeur de l'impédance-shunt reste donc constante quelle que soit la position du faisceau dans le trou de passage, ce qui est la différence essentielle avec le moniteur de position.

L'information donnée par la cavité est fonction de l'intensité et de la phase du courant de faisceau. Elle est indépendante, au 1er ordre, de sa position dans le trou de passage.

Sensibilité :(a3)

Le niveau de sortie de la cavité va dépendre du choix de ses paramètres pour réaliser $s_p > 60 mW/mA^2$

Choix des paramètres - cotes de la cavité : (a3.1)

Nous allons optimiser les paramètres de P_{ext} pour satisfaire aux conditions :

- d'utilisation
  - . dynamique de courant faisceau
  - . temps de montée
- ou de principe
  - . $E_c > E_p$

Fréquence de résonance :

La cavité référence de phase est soumise aux mêmes conditions de réglage et de fonctionnement que le positionneur, pour résonner à la fréquence de l'Accélérateur 2998,55 Mc/s.

Coefficient de surtension :

Nous avons vu l'influence du coefficient de surtension sur la sensibilité de la cavité.

Si on s'impose $Q_{ch} \sim 1000$, cette valeur constitue un bon compromis entre :

- la sélectivité : $S = 1 + \left[2Q_{ch} \frac{\Delta f}{f_o}\right]^2 = 1,02 \Big|_{\Delta f = 0,2 \text{ Mc/s}}$

A un écart en fréquence $\Delta f = 0,2$ Mc/s, correspond une variation de la puissance de sortie de 2%.

- le temps de remplissage : $\tau = \frac{2\,Q_{ch}}{\omega_o} \sim 0,1\mu s$

- la sensibilité : En recherchant un niveau de sortie $s_p > 100 mW/mA^2$ ou (MKSA) 10^5 W/A^2 avec $Q_{ch} \sim 1000$, il faudra réaliser (2.XXXII)

$$\frac{R}{Q_{ch}} \cdot \frac{\beta}{1+\beta}\, m^2 > 50$$

où $\frac{\beta}{1+\beta}$ et m sont voisins de 1 par valeur inférieure.

Une valeur de l'impédance shunt $\frac{R}{Q_{ch}} > 85\ \Omega$ correspond à

$\frac{\beta}{(1+\beta)} \cdot m^2 \sim 0,60$ (par exemple $\frac{\beta}{(1+\beta)} = 0,85$ et $m^2 = 0,7$)

Détermination approchée des cotes de la cavité :

Le réseau de courbes de Hansen[64] permet de déterminer les dimensions d'une cavité semi-réentrante à partir du $\left[R/Q\right]$ choisi donc de la sensibilité désirée.

Or la cavité réentrante a un plan de symétrie géométrique P perpendiculaire à O_z : elle peut être coupée en 2 par un plan conducteur sans perturber la répartition des champs (Fig.2.22).

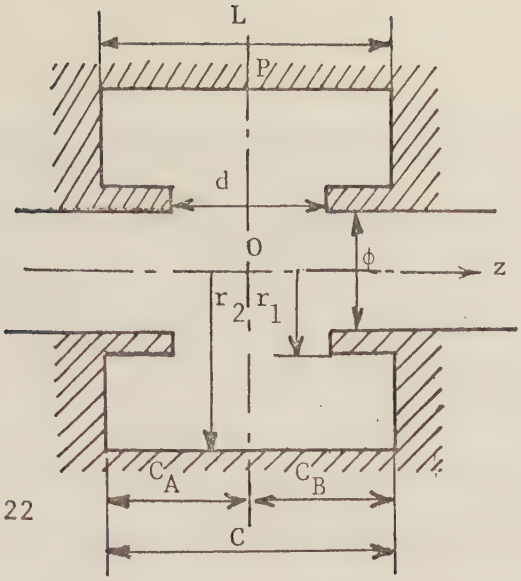


Figure 2.22

La cavité C aura pour fréquence de résonance celle de C_A et C_B, et une impédance shunt :

$$\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_C = \left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{C_A} + \left[\frac{R}{Q_{ch}}\right]_{C_B}$$

Les tableaux de Hamilton nous donnent les dimensions de la cavité semi-réentrante pour $\left[R/Q\right] = 57\ \Omega$ à $\lambda_o = 3{,}2$cm.

Il suffit de les convertir pour $\lambda_o = 10$cm et de vérifier sur les abaques de Hansen la relation :

$$f_o = g\left(\frac{d/2}{r_1}, \frac{L/2}{r_1}, kr_1, \frac{r_2}{r_1}\right) \text{ où } k = \frac{2\pi}{\lambda_o}$$

En imposant un trou de passage $\phi = 25$mm (Fig.2.23) (comme pour le positionneur), nous aurons $\lambda_o = 10$cm avec $r_1 = 17{,}5$cm pour : $kr_1 = 1{,}09$

par suite :

$d/2 = 0{,}7r_1 = 12{,}5$mm

$L/2 = r_1 = 17{,}5$mm ; or $\frac{r_1}{d/2} \sim \frac{4}{3}$ et $\frac{L/2}{d/2} \sim \frac{4}{3}$,

rapports dimensionnels pour lesquels Hamilton donne $\frac{R}{Q_{ch}} \sim 57\ \Omega$

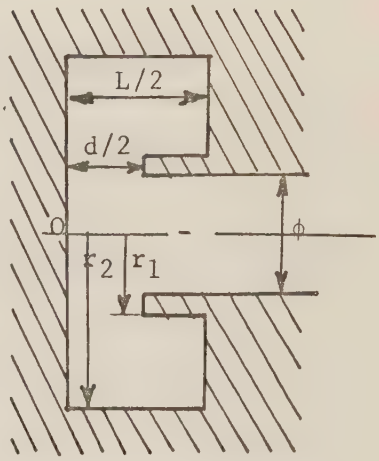


Figure 2.23

d'où :

CAVITE (type)	Fréquence (résonance)	$\frac{R}{Q_{ch}}$	DIMENSIONS			
			r_1	r_2	hauteur (Z)	GAP
Semi-réentrante	f_o	$\sim 57\ \Omega$	17,5mm	35mm	L/2=17,5mm	d/2=12,5mm
Réentrante	f_o	$\sim 114\Omega$	17,5mm	35mm	L=35mm	d=25mm

Coefficient de surtension à vide à partir des dimensions :

D'après T.Moreno[65] le Q_o de la cavité réentrante est donné approximativement par :

$$Q_o \frac{\delta}{\lambda_o} = \frac{L}{\lambda_o} \cdot \frac{\text{Log}_e \frac{r_2}{r_1}}{2\text{Log}_e \frac{r_2}{r_1} + \frac{L}{2}\left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}\right)} \qquad \text{(2.XXXIII)}$$

où δ est la pénétration par "effet de peau". Pour du cuivre OFHC, à 3 Gc/s, on a vu :

$$\delta = \frac{1}{\left[\pi f_o \sigma \mu\right]^{1/2}} = 1{,}3.10^{-6}\text{m.}$$

$\lambda_o = 0{,}1\text{m}$. Avec les dimensions r_1, r_2, L, d, calculées (Fig.2.22) :

(2.XXXIII) $\Longrightarrow$ $Q_o \sim 9000$

Couplage : $Q_o = Q_{ch}\,(1+\beta)$

Partant de $Q_o \sim 9000$, si on veut $Q_{ch} \sim 1000$, il faudra réaliser un couplage

$$\beta = \frac{Q_o}{Q_{ch}} - 1 = 8$$

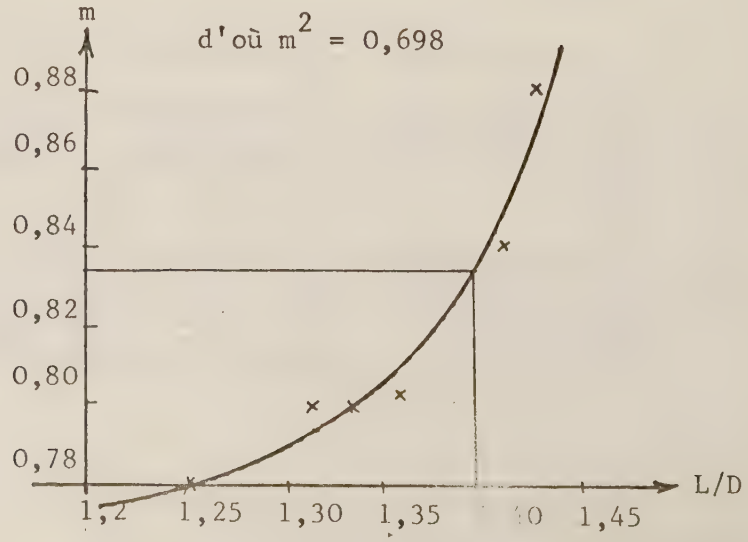
d'où un facteur

$$\frac{\beta}{1+\beta} = 0{,}89$$

Coefficient de transit :

En extrapolant les résultats de P. Brunet et al[63], et en les appliquant à $f_o = 2998{,}55$ Mc/s pour les rapports dimensionnels de cette cavité réentrante, nous relevons (Fig.2.24).

$\frac{L}{D} = \frac{35}{25} = 1{,}4 \Longrightarrow m \simeq 0{,}835$; $m^2 \simeq 0{,}70$



d'où $m^2 = 0{,}698$

Fig. 2.24

Sensibilité prévue :

La puissance utile de la cavité réentrante

$$P_{ext} = 2\left[\frac{R}{Q_{ch}}\right] \cdot Q_{ch} \cdot \left[\frac{\beta}{1+\beta}\right] m^2 . I_o^2 \quad \text{avec} \quad \frac{R}{Q_{ch}} \simeq 114\Omega$$

et $Q_o = 9000$, $m^2 \simeq 0,7$ en choisissant $Q_{ch} \sim 1000$ donné avec $\beta = 8$ soit $\left[\frac{\beta}{1+\beta}\right] = 0,89$, aura pour valeur : $P_{ext} \simeq 140.10^3$ W/A^2

soit : $\boxed{P_{ext} \simeq 140 \text{ mW/mA}^2}$

Caractéristiques de la cavité : (a3.2)

Après réalisation du prototype selon des dimensions calculées, en assurant des bords arrondis sur les parties entrantes pour éviter les claquages (Grad.E), les mesures et réglages effectués sur celui-ci fixent les caractéristiques de la cavité, reconduites pour la série.

La cavité référence de phase est soumise aux mêmes méthodes de réglage et conditions de fonctionnement que le positionneur.

Fréquence de résonance :

Elle doit résonner à $f_o = 2998,55$ Mc/s aux conditions de vide et de température près. La cavité est usinée au départ pour une fréquence de résonance supérieure. Avant brasure, il suffit de rectifier le diamètre $2r_2$ (Fig.2.22) pour diminuer la fréquence d'accord. ($\Delta 2r_2 / \Delta f = 2.10^{-2}$ mm/Mc/s).

On peut relever une fréquence trop basse en augmentant le "gap" ($\Delta d / \Delta f = 10^{-2}$ mm/Mc/s).

Couplage β :

Le couplage est réalisé par une boucle située dans un plan formant un angle de $\pi/4$ avec le plan médian de la cavité.

L'intersection du lieu d'impédance avec l'axe des réels traduit sur le diagramme de Smith une valeur de couplage (graphe 29).

$\beta = 8,6$ à $f_o\big|_{air} = 2997,60$ Mc/s

d'où : $\left[\frac{\beta}{1+\beta}\right] = 0,896 \sim 0,9$

Coefficient de surtension :

A vide : Les intersections du lieu d'impédance avec le lieu de Q_o (graphe 29) donnent les points δ_1 et δ_2 qui, ramenés sur l'axe des fréquences, donnent

$$\Delta_2 - \Delta_1 \simeq 17\text{mm}$$

L'axe des fréquences étant gradué avec une échelle u = 20 Kc/s/mm :

$$f_2 - f_1 = 340 \text{ Kc/s}$$

d'où : $$Q_o = \frac{f_o}{f_2 - f_1} = 8800$$

En charge :

. par le calcul : $$Q_{ch} = \frac{Q_o}{1 + \beta} \simeq 920$$

. par la méthode dynamique de wobulation donnant la bande passant à 3dB (graphe 30)

$$\frac{f_o}{2 \Delta f_{ch}} = \frac{3000}{3,3} \simeq 910$$

. par le lieu du Q_{ch} sur l'abaque de Smith (graphe 29)

Les intersections du lieu d'impédance de la cavité avec le lieu de Q_{ch} donnent les points δ_3 et δ_4 qui, ramenés sur l'axe des fréquences, correspondent à :

$$\Delta_4 - \Delta_3 \simeq 16,7\text{mm}$$

avec l'échelle des fréquences : u = 20 Kc/s/mm

$$f_4 - f_3 \simeq 3,34 \text{ Mc/s}$$

et : $$Q_{ch} = \frac{f_o}{f_4 - f_3} \simeq 900$$

soit pratiquement :

$$Q_{ch} \simeq 900$$

Sélectivité :

Au coefficient de surtension en charge, correspond la sélectivité :

$$S = 1 + \left[2 Q_{ch} \frac{\Delta f}{f_o} \right]^2 = 1,015$$

A la précision de réglage en fréquence Δf = 0,2 Mc/s équivaut une variation de la puissance de sortie inférieure à 2% (1,5%).

Temps de remplissage :

L'établissement du champ dans la cavité s'effectue avec un retard, dont la constante de temps est : $\tau = \frac{2Q_{ch}}{\omega_o} \simeq 0,1\ \mu s$

Impédance-Shunt :

La mesure en transmission par la méthode des perturbations donne (Fig.2.25) :

- avec la cavité étalon :

La valeur de la constante diélectrique relative de l'aiguille de quartz utilisée, en appliquant (2.XXV) soit :

$$K = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_o} = 4,1\ \Omega \quad \text{(tige courte)}$$

$$= 3,93\Omega \quad \text{(tige longue)}$$

- pour la cavité réentrante, la valeur de $\left[\frac{r}{Q}\right]$ Ω/cm

(2.XXV) $\Longrightarrow$ tige longue : $\Delta f = 7,88$ Mc/s, $\frac{r}{Q} = 32,3\ \Omega/cm$

tige courte : $\Delta f = 7,26$ Mc/s, $\frac{r}{Q} = 31,9\ \Omega/cm$

d'où : $\boxed{\left[\frac{r}{Q}\right] \simeq 32\ \Omega/cm \text{ ou } 3200\ \Omega/m}$

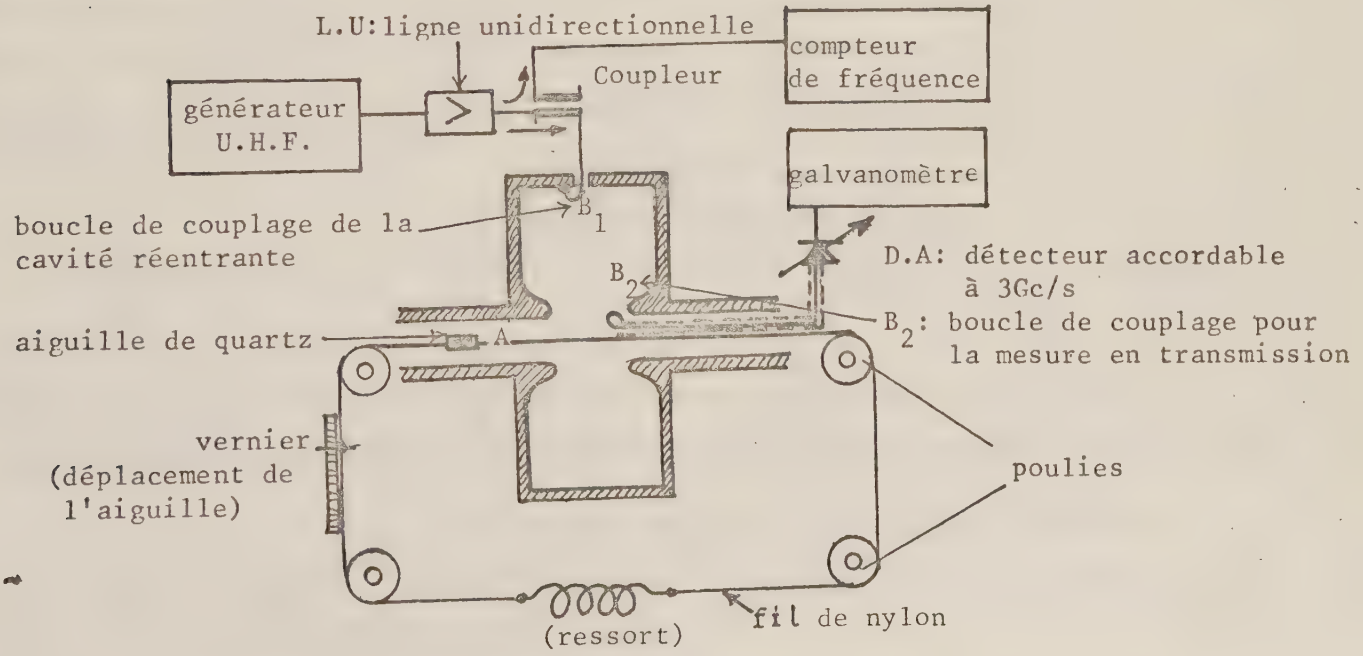


Figure 2.25 MONTAGE DE MESURE DE L'IMPEDANCE-SHUNT ET DU COEFFICIENT DE TRANSIT

Longueur équivalente :

La répartition E_z (z) révèle pour la cavité réentrante une longueur d'intéraction onde-faisceau supérieure à celle du gap (sens de la propagation) ce qui est mis en évidence par la méthode des perturbations. (Graphes 31,32)

Soit ℓ cette longueur équivalente, nous aurons :

$$\ell = \frac{\left[\int E_z \, dz\right]^2}{\int E_z^2 \, dz} = \frac{k\left[\int \sqrt{\Delta F}.dz\right]^2}{k\left[\int \Delta F.dz\right]} \qquad (2.XXXIV)$$

Par intégration graphique au planimètre :

Graphe 17 : $\sqrt{\Delta F} = f(z) \Longrightarrow \left[\int \sqrt{\Delta F}.dz\right]^2 = \overline{1,44}^2$

Graphe 15 : $\Delta F = g(z) \Longrightarrow \int \Delta F.dz = 56$

D'où (2.XXXIV) : $\ell = 37.10^{-3}$m.

et $\left[\frac{R}{Q}\right]_{\Omega \text{ total}} = \left[\frac{r}{Q}\right]_{\Omega/m} . \ell_m \simeq 118\ \Omega$

Temps de transit :

Comme le champ électrique E_z suivant l'axe de la cavité n'est pas rigoureusement constant dans le gap, nous faisons intervenir un terme correctif m^2 dans la transmission du signal incident, en l'occurence le faisceau.

Le coefficient de temps de transit m de la cavité est donné par :

$$m = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} E_z \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_o} z\right) dz}{\int_{-\infty}^{+\infty} E_z \cdot dz}$$

Par la méthode des perturbations, nous connaissons le relevé $\sqrt{\Delta F} = f(z)$ proportionnel à $E_z = h(z)$. Nous pouvons en déduire le graphe $E_z.\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_o} z\right) = g(z)$, avec $\lambda_o = 10$cm, en prenant l'origine O des z sur l'axe de symétrie de la cavité (Fig.2.22).

Par intégration graphique $\int_{-\infty}^{+\infty} E_z \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_o} z\right) dz \propto \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{\Delta F}\left(\cos \frac{2\pi}{\lambda_o} z\right) dz = \Sigma_1 = 1,2$

(Graphe 33)

Nous avons déjà vu que $\int_{-\infty}^{+\infty} E_z\,dz \propto \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{\Delta F}.dz = \Sigma_2 = 1,44$ (graphe 34)

d'où :

$$m = \frac{\Sigma_1}{\Sigma_2} = 0,830$$

$$m^2 = 0,793$$

Puissance de sortie - Sensibilité : (a3.3)

Pour la cavité prototype réentrante, avec R/Q = 118 Ω, Q_{ch} = 900, β = 8,6, m = 0,830, le niveau du signal utile est (2.XXXII) :

$$P_{ext/I_o}{}^2 = 130 \text{ mW/mA}^2$$

Pour l'ensemble des cavités réentrantes références de phase du positionnement le calcul à partir des paramètres déterminés en Laboratoire et la mesure dynamique avec faisceau nous amènent à la valeur moyenne de sensibilité :

$$S_p = 120 \text{ mW/mA}^2 \pm 20\% \qquad (2.XXXV)$$

Outre les erreurs mentionnées pour le positionneur, une part de cette imprécision est imputable à la géométrie de la boucle et à une rotation sensible du porte-boucle lors de sa brasure, donc au couplage.

Dynamique de sortie :

La plage de courant faisceau entraîne une dynamique de signal utile pour la cavité de courant :

COURANT FAISCEAU	SIGNAL CAVITE REFERENCE DE PHASE		DYNAMIQUE
	Total	Par voie de comparaison	
20 mA	48 W	24 W	20 dB
200 mA	4,8 KW	2,4 KW	
100 mA	1,2 KW	0,6 KW	≠ 10 dB
300 mA	10,8 KW	5,4 KW	

Puissance prélevée au faisceau :

La puissance P_f prélevée au faisceau par la cavité est négligeable. Elle se situe entre les 2 cas extrêmes d'utilisation :

avec $P_f = P_{ext} + P_j = P_{ext}\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)$ où $\beta = 9$, $P_{ext} = 120\ mW/mA^2$

$P_f \simeq 135\ mW/mA^2$

Intertranche	Energie (MeV)	Courant I_o (m̂A)	Puissance transmise par le faisceau (MW)	P_f (prélevée) W	$P_{f/P_{faisceau}}$
OA	16,5	300	5	12.10^3	$\sim 2,5.10^{-3}$
9	$2,2.10^3$	10	22	13,5	$\sim 6.10^{-7}$

Phase du signal couplé :

En régime permanent, le circuit B.F. équivalent montre que :

$$tg.\Phi = 2\ Q_{ch} \cdot \frac{\Delta_f}{f_o}$$

Le déphasage entre faisceau et signal couplé, pour une cavité réglée $\Delta f \leq 0,2$ Mc/s de la fréquence de l'Accélérateur, avec $Q_{ch} \sim 1000$ est :

$\Phi \leq 53°$

Cette valeur est indifférente ici : il importe d'avoir une référence FIXE par rapport au faisceau.

Par contre une variation de température de 1°C de la cavité entraîne $\Delta f \simeq 50$ Kc/s et : $\Delta\Phi = 1°54' \sim 2°$

Le positionneur et la cavité réentrante sont stabilisés en température à ± 0°,6 environ, par une circulation d'eau commune : le glissement est pratiquement identique et négligeable pour la comparaison de phase.

Technologie :[66] (a4)

La cavité de courant est solidaire du boitier de mesureur du courant faisceau (tore). Elle est réalisée en cuivre électrolytique OFHC, et ses pièces constitutives sont brasées entr'elles (Graphe 28).

Soumise au vide du Linéaire, elle est stabilisée en température par l'eau régulée des sections. Elle est prévue avec un trou de passage pour le faisceau de $\emptyset$ = 25mm. L'étanchéité de la boucle de couplage est assurée par une traversée de stéatite métallisée (référence C.I.C.E. T 80) (Graphe 35).

b) Comparateur de Phase (graphe 36) :

(b1) Elaboration de l'information de position : Le discriminateur de phase est un anneau hybride coaxial -té magique- (Fig. 2.26). Il assure un affaiblissement supérieur à 30 dB entre 2 bornes de même parité. En alimentant une borne quelconque, des énergies égales sont écoulées par les bornes adjacentes.

Le coupleur 3 dB répartissant la puissance de la référence de phase, pour une comparaison avec les signaux des moniteurs H. et V., est également un anneau hybride. (Photo f, graphe 37).

Un déphaseur ajustable sur chaque voie de position permet de régler $\vec{E_p}$ en phase avec $\vec{E_c}$, à l'entrée de l'anneau comparateur.

C'est une ligne coaxiale en laiton, coulissante (Photo e, graphe 37) correctement adaptée à 3Gc/s introduisant une perte par insertion négligeable (graphe 38). Elle assure un déphasage de 360°, pour 10 tours d'entraînement ($\Delta\ell$ = 2x50mm = λ_o) avec une précision d'affichage : ± 1 division = 0°,36.

La détection réalisée d'abord à haut niveau de puissance et à basse impédance de détection ($\mathcal{Z}$ = 50Ω) avec des diodes thermoïoniques RCA 6173[67] n'assurait pas une bonne fiabilité du fait de la dispersion des caractéristiques $V_{détectée} = f(P)$ (graphe 39) et de la disparité de vieillissement des diodes appariées (graphe 37, Photo a et c).

Elle est remplacée par une détection à bas niveau et haute impédance : les signaux somme et différence à la sortie de l'anneau sont atténués puis détectés à l'aide de diodes Schottky (graphe 37, photo b et d). Leur somme algébrique attaque un amplificateur d'impulsion, adaptateur d'impédance, chargé par un cable coaxial -$\mathcal{Z}_c$ = 50Ω- qui transmet l'information de position à la salle de contrôle (ℓ = 300m).

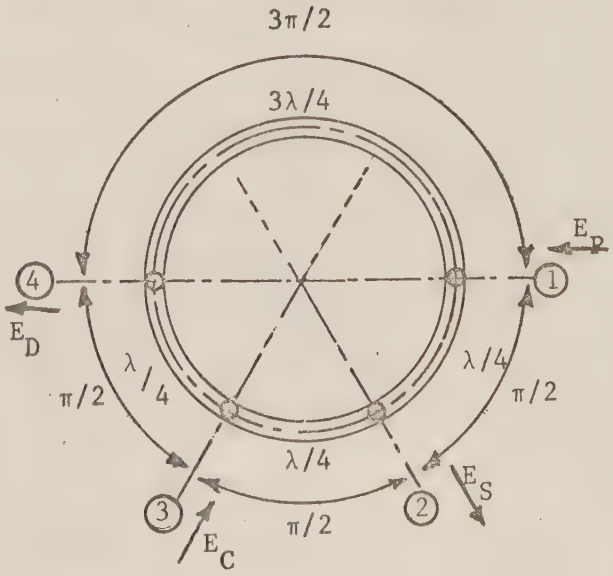


Figure 2.26 ANNEAU HYBRIDE COAXIAL

Niveau et dynamique du signal à détecter :

Depuis les capteurs situés dans la tranchée de l'Accélérateur, jusqu'aux armoires intertranches contenant les comparateurs de phase, chaque information h.f. est transmise par cable coaxial semi-rigide réf. RG.236/U, à faibles pertes -0,17 dB/m - ℓ = 10m.

La figure 2.27 résume les sensibilités aux différents stades avant la détection et donne les niveaux de puissance pour les conditions maximales de linéarité fixées : I_o = 200 mA x,y = 5mm.

Pour des valeurs de courant faisceau plus élevées, les entrées sont atténuées. Après réglage du déphaseur -ici Φv- pour avoir le maximum d'écart de puissance entre les signaux "somme" et "différence" ($\vec{E_C}$ et $\vec{E_P}$ en phase), les sorties de l'anneau donnent :

$$P_{Smax} = \frac{1}{2}\left[\sqrt{P_{Cmax}} + \sqrt{P_{Pmax}}\right]^2 = 900\ W$$

$$P_{Dmax} = \frac{1}{2}\left[\sqrt{P_{Cmax}} - \sqrt{P_{Pmax}}\right]^2 = 100\ W$$

Aux conditions minimales d'utilisation :

I_o = 20mA x,y = 0,5mm

pour des entrées sur l'anneau P_C = 8W P_P = 20mW

correspondent les sorties : $P_S \simeq$ 4,40W P_D = 3,60W

d'où une dynamique de fonctionnement nécessaire de 23 dB.

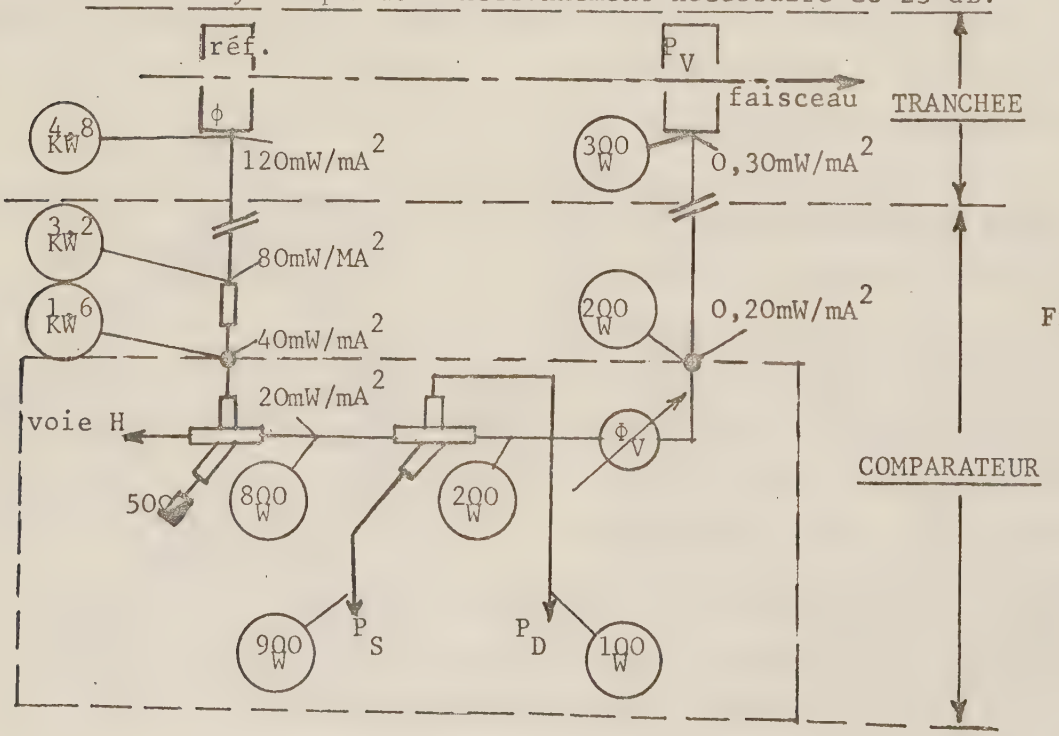


Figure 2.27

(○) :Valeurs de la puissance crête pour les conditions maximales de linéarité de lecture : I_o=200mA, y=5mm.

Détecteurs d'enveloppe :

Les diodes Schottky utilisées-Hewlett-Packard 5082-2824[68] présentent une grande linéarité (>30dB), un seuil de détection négligeable. Elles ont une résistance série $r \simeq 9\ \Omega$. En choisissant une charge de forte valeur, $R = 2,7\ K\Omega$ le rendement de détection η est élevé, très proche de 1. La résistance d'entrée équivalente est alors sensiblement égale à $R/2\eta \simeq \frac{R}{2} = 1,35\ K\Omega$, réduisant ainsi la puissance absorbée par le détecteur, dont le maximum est fixé à 1Watt en continu.

La charge est limitée à 2,7 KΩ pour utiliser le détecteur dans sa partie linéaire et satisfaire la condition de bande passante dans la double inégalité qu'impose la détection d'enveloppe[69] : $\boxed{\frac{1}{f_o} << RC << \frac{1}{F}}$ avec $f_o \simeq 3Gc/s$ et $F \simeq 2Mc/s$

$$0,33.10^{-9}\,s << RC << 0,5.10^{-6}\,s$$

Elle est réalisée ici avec $RC \simeq 60.10^{-9}$ s

Si on fixe le maximum de la tension détectée à 7,5V, la saturation se situant au delà de 8V, pour $P_s\,max = 900W$ ($I_o = 200mA$; x,y = 5mm) il faudra introduire une atténuation de 32 dB.

L'atténuateur assure également l'adaptation (T.O.S.) (Fig. 2.28). Avec une résistance de détection $R = 2,7\ K\Omega$, et par suite $R_{hf} \simeq 1,35\ K\Omega$, nous aurons les valeurs suivantes pour le coefficient de réflexion T et le taux d'onde stationnaire r :

Sans atténuateur	T = 0,928	r ≃ 27
Avec A ≃ 32dB	$T' = 4,6.10^{-4}$	r = 1,0.

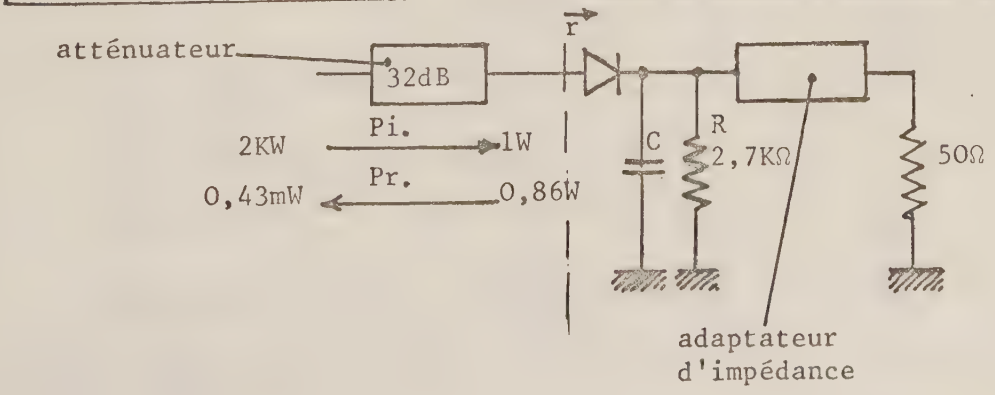


Figure 2.28

Il est constitué par une cellule en π dont l'élément de couplage entre les résistances d'entrée et de sortie est une capacité ajustable matérialisée par une antenne déformable.

Une dérive négligeable en température et une linéarité à faible niveau sont obtenus en soumettant les détecteurs à un même courant de polarisation $I_p \simeq 25\mu A$ (Graphe 40)[70].

Loi de détection :

La loi de détection d'une voie est linéaire et de la forme $v = kP^{1/2}$

d'où : $k = \frac{v}{p^{1/2}} = \frac{7,5v}{(900W)^{1/2}} 0,25$ v/W

$$\boxed{v = 0,25.P^{1/2}}$$

Montage différentiel :

Les résistances de détection $R_s = R_d = 2,2$ KΩ, des 2 diodes sont en série avec un potentiomètre, $\rho = 1$ KΩ qui permet d'ajuster l'équilibre des voies (Fig.2.29).

à $v_{s\,max} = \pm \frac{k}{\sqrt{2}} \left[\sqrt{P_c} + \sqrt{P_p}\right] = 7,5$ v correspond

$v_{d\,max} = \pm \frac{k}{\sqrt{2}} \left[\sqrt{P_c} - \sqrt{P_p}\right] = 2,5$ v

de (2.XXX) avec $k = 0,25$ et $P_p = 200$ W :

$$\overline{v_{xI}^{max}} = \overline{v_s^{max}} + \overline{v_d^{max}} = \sqrt{2}.k.\sqrt{\overline{P_p^{max}}} = \pm 5v \quad \text{(graphe 41)}$$

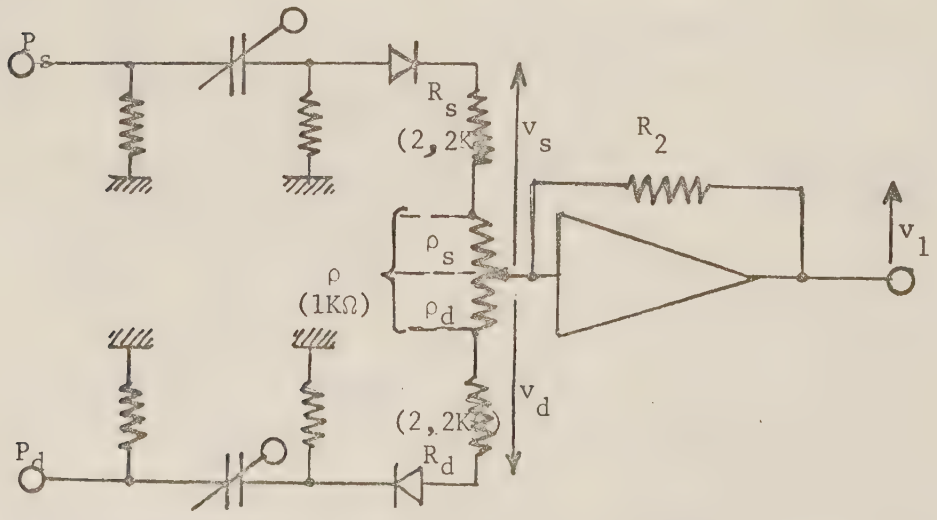


Figure 2.29

Un amplificateur d'impulsion assure l'adaptation d'impédance nécessaire à la transmission de l'information de position par cable coaxial de type KX2, $\mathcal{Z}_c$ = 50 Ω. Son montage à transistors complémentaires permet de délivrer des impulsions positives ou négatives, déphasées de π par rapport à l'entrée. Limité par la tension d'alimentation, 24V, le gain de l'amplificateur ne peut excéder (Fig. 2.29)

$$g_1 = \frac{R_2}{R_s + \rho_s} = \frac{R_2}{R_d + \rho_d} = \frac{3{,}3\ K\Omega}{2{,}7\ K\Omega} = 1{,}2$$

sans mettre en cause la linéarité de la réponse.

Le schéma équivalent de la détection est le suivant (Fig. 2.30) où :

$$R_1 = \frac{(R_s+\rho_s)\cdot(R_d+\rho_d)}{(R_s+\rho_s)+(R_d+\rho_d)}$$

L'équilibre est réalisé avec le potentiomètre pratiquement réglé au milieu de sa course :

$$\rho_s = \rho_d = \frac{\rho}{2} = 500\ \Omega$$

Soit R_1 = 1,35 KΩ

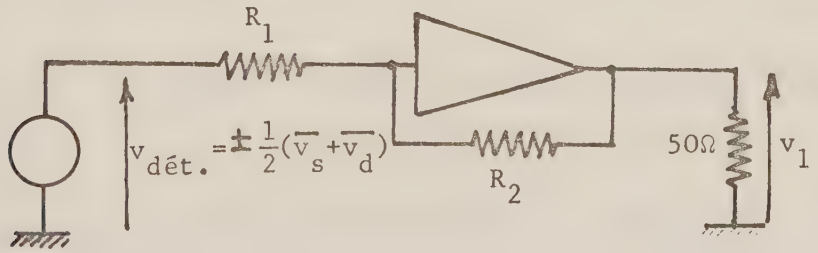


Figure 2.30

Sensibilité :

La tension à la sortie de l'ensemble de détection est :

$$v_1 = \frac{1}{2}\left[\overline{v_s} + \overline{v_d}\right]\cdot\frac{R_2}{R_1} = 1{,}2\ (\overline{v_s} + \overline{v_d}) = 1{,}2\ \overline{v_{xI}}$$

de (2.XXXI) nous tirons la sensibilité après détection :

$$k_1 = \frac{\overline{v_{xI}}}{I_o . \overline{x}} = \frac{5000mV}{200mA.5mm} = \pm 5mV/mA.mm \qquad (2.XXXVI)$$

et à la sortie de l'adaptateur :

$$K = g_1 . k_1 = \frac{\overline{v_1}}{I_o . \overline{x}} = \pm 6mV/mA.mm \qquad (2.XXXVII)$$

Performances :

- adaptation : Les entrées de l'ensemble comparateur sont adaptées à l'aide de "stubs" accordables pour une valeur de TOS : $r < 1,10$

- linéarité : La simulation des signaux $\overline{E_p}$ et $\overline{E_c}$ en Laboratoire avec un générateur à 3 Gc/s a permis de vérifier la linéarité de la réponse dans toute la dynamique de fonctionnement, à 8% près, pour une température : $20° \leq \theta \leq 50°C$. (Graphe 42).

- bande passante et information transmise : L'amplitude modulée de l'onde hyperfréquence est de la forme :

$$v(t) = A(t) \cos (\omega t + \varphi) \qquad \omega = 2\pi f \quad , \quad f \simeq 3 \text{ Gc/s}$$

où : A (t) est une fonction périodique du temps de période $T = \frac{1}{F} = 20ms.$, de pulsation $\Omega = 2\pi F$.

Son développement en série de Fourier s'écrit :

$$A(t) = a_o + \Sigma_{n=1}^{\infty} a_n \cos n \Omega t$$

Si $\mathcal{B}$ est la largeur de bande passante à 3dB :

$$\mathcal{B} = \frac{2n}{t} \qquad (t: \text{graphe } 12)$$

et si P est la quantité d'information transmise par rapport à l'énergie totale du spectre de v (t), nous avons :

$$\left.\begin{array}{l} f_o = 2999 \text{ Mc/s} \\ \Delta f \simeq 2 \text{ Mc/s} \end{array}\right\} \quad \mathcal{B} = 2\,\Delta f \simeq 4 \text{ Mc/s}$$

avec $t = 1,5\ \mu s.$ $\quad n \simeq 2$ et par suite :

$$P \simeq 95\ \%$$

(b2) Elaboration de signaux annexes : En plus de l'information de position (Graphe 43a), le comparateur permet d'exercer des contrôles annexes qui ont pour but de faciliter l'exploitation et le dépannage.

- le contrôle de la voie référence de phase s'effectue en sélectionnant les relais

R_I, R_V, R_2, fermés (repos) (Graphe 43b)
R_H, R_1, ouverts (travail)

- le contrôle des voies positionneurs H. et V. pour lequel les relais

R_H, R_V, sont fermés (repos) (Graphe 43c)
R_I, R_1, R_2, ouverts (travail)

- le contrôle de l'équilibre des comparateurs H. et V. à niveau de courant faisceau donné : avec

R_H, R_V, ouverts (travail) (Graphe 43d)
R_I, R_1, R_2 fermés (repos)

Les éléments R_H, R_V, R_I, situés avant la détection, sont des relais coaxiaux présentant à 3 Gc/s une perte par insertion négligeable (<0,1dB) et un fort isolement entre voies (>30dB).

R_1 et R_2, utilisés après la détection, sont des relais ordinaires, de très faible encombrement.

II NORMALISATION

L'information de position à la sortie du comparateur reste liée à la valeur de I_o) (2.XXXVII). Les mesureurs de l'intensité du courant direct, qui renseignent sur la transmission du faisceau, permettent d'affranchir le signal de position de ce paramètre, en opérant :

$$v_x = \frac{KI_o x}{k_2 I_o} = kx$$

1- *MONITEUR DE COURANT* :

a) Choix du capteur :

Disposant d'une cavité réentrante comme référence de phase, il pouvait paraître naturel de l'utiliser pour la mesure du courant direct de faisceau.

Mais son signal de sortie, proportionnel à I_o^2, présente une grande sensibilité à la forme de l'impulsion : rectangulaire, trapézoïdale, triangulaire. Cette particularité à été développée par G. Callède[60]. Elle est un handicap pour la lecture de la valeur moyenne du courant par intégration.

D'autre part, l'indication de la valeur crête est conditionnée :

- par la précision de la réponse de la cavité :

$$s_p = 120 \text{ mW/mA}^2 \pm 20\% \qquad \text{(2.XXXV)}$$

- par la dispersion des détecteurs d'enveloppe, ± 6dB en tension avec les diodes thermoïoniques RCA 6173, (Graphe 23) aggravée par un vieillissement dissemblable assez rapide.

Les opérations de réglage paraissent nombreuses et un circuit de "test" pour vérifier l'étalonnage serait complexe et onéreux dans ce cas. Même si l'on a su s'affranchir des phénomènes de saturation de la cavité réentrante -effet avalanche ou multipactor[71] - l'utilisation de ce capteur comme élément de normalisation s'avère donc peu fiable.

Remarquons toutefois que depuis l'introduction des détecteurs à semiconducteurs, diodes Schottky en particulier, les ennuis causés par la détection sont supprimés.

Parmi les différentes méthodes de mesure de l'intensité [23,36], le choix s'est porté sur un mesureur à induction, non destructif du faisceau. Il s'agit d'un tore de ferrite comportant un enroulement de mesure, dont la loi de réponse obtenue avec précision et fidélité dans le temps, est une fonction linéaire du courant faisceau, indépendante de son confinement et de sa position par rapport à l'axe $(\vec{z})$ de propagation. De plus, un circuit de "test", à partir d'une impulsion calibrée, permet la vérification instantanée de l'étalonnage.

b) Mesureur à tore magnétique fonctionnant en transformateur d'impulsion :

Principe[26] : (b1)

La réponse en fréquence d'un tore de matériau magnétique, de perméabilité relative $\mu_{eff.}$ est suffisamment rapide pour permettre la détection de l'enveloppe de la modulation du faisceau à 3Gc/s.

Si r est le rayon moyen du tore et N le nombre de spires de l'enroulement de mesure, à partir du théorème d'Ampère, $\oint \vec{H} d\vec{\ell} = NI$, le flux induit

par un courant i(t) est donné par :

$$\Phi = \frac{\mu_o \, \mu_{eff} \, N \, S}{2\pi r} \cdot i$$

et la f.e.m. induite :

$$e(t) = \frac{\mu_o \, \mu_{eff} \, N \, S}{2\pi r} \cdot \frac{di}{dt}$$

Le bobinage comporte une capacité parasite C. Il est chargé par R (Fig.2.31). En utilisant la transformation de Laplace :

$$v_{(p)} = H_{(p)} \cdot i_{(p)}$$

avec :

$$H_{(p)} = \left[\frac{\left(R \cdot \frac{1}{Cp} \right)}{R + \frac{1}{Cp}} \Big/ Lp + \left(\frac{R \cdot \frac{1}{Cp}}{R + \frac{1}{Cp}} \right) \right] \cdot Mp$$

$$H_{(p)} = \frac{Mp}{LC \; (p+T_1^{-1}) \; (p+T_2^{-1})}$$

où :

- M est l'inductance mutuelle, $M = \frac{\mu_o \, \mu_{eff} \, N \, S}{2\pi r}$
- L est l'inductance de l'enroulement de mesure $L = \frac{\mu_o \, \mu_{eff} \, N^2 S}{2\pi r}$
- $T_1 = RC$
- $T_2 = L/R$

Comme $\frac{M}{L} = \frac{1}{N}$; $H_{(p)} = \frac{p}{NC \left[p + \frac{1}{T_1} \right] \left[P + \frac{1}{T_2} \right]} = \mathcal{L} h(t)$

Nous nous plaçons dans le cas du <u>fonctionnement en régime apériodique</u> régi par les conditions :

$$\frac{L}{R} >> 4 \, RC \text{ soit } T_2 >> 4 \, T_1 \qquad (2.XXXVIII)$$

$$RC << t \qquad T_1 << t \text{ (t durée de l'impulsion)} \qquad (2.XXXIX)$$

Nous aurons :

$$h(t) \simeq \mathcal{L}^{-1} H(p) = \frac{1}{NC} \frac{1}{\left[\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right]} \frac{d}{dt} \left[-e^{-t/T_1} + e^{-t/T_2}\right]$$

soit :

$$NC.h(t) = \frac{1}{\left[\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right]} \cdot \left(\frac{1}{T_1} e^{-t/T_1} - \frac{1}{T_2} e^{-t/T_2}\right)$$

La condition (2.XXXVIII) entraîne :

$$h(t) \# \frac{R}{N} \left(\frac{1}{T_1} e^{-t/T_1}\right)$$

et (2.XXXIX) :

$$h(t) \# \frac{R}{N} * \delta$$

où δ est la fonction percussion unité.

Par suite : $$\boxed{v(t) = \frac{R}{N} i(t) * \delta} \qquad (2.XXXX)$$

La réponse délivrée par le mesureur est directement proportionnelle au courant du faisceau.

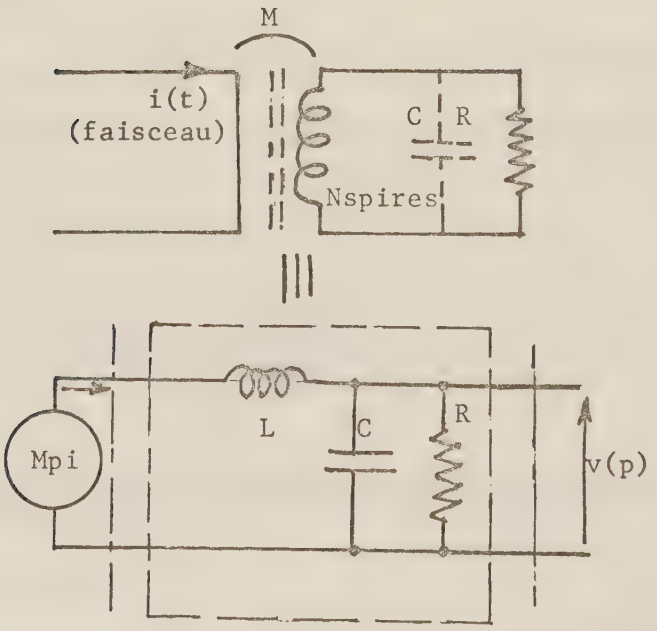


Figure 2.31 MESUREUR DE COURANT A TORE

Fixation des paramètres : (b2)

Elle consiste à optimiser le gain du capteur, en assurant les conditions du régime apériodique. Pour cela il convient :

- de minimiser la valeur de R (2.XXXVIII et 2.XXXIX), mais la sensibilité en est affectée (2.XXXX).
- d'accroître l'inductance $L = \frac{\mu_o \mu_{eff.} N^2 S}{2\pi r}$

  . en augmentant le nombre de spires, mais la sensibilité décroit (2.XXXX) et la capacité parasite augmente (2.XXXIX).
  . en diminuant le rayon moyen du tore. Mais la limite est vite atteinte au-dessous de laquelle le faisceau détériorerait le capteur par échauffement (Point de Curie) ou par rayonnement.
  . la section du ferrite est limitée par l'encombrement.
  . il est de loin préférable d'augmenter la perméabilité, d'où l'intérêt d'utiliser des matériaux à coefficient μ aussi élevé que possible.

En pratique nous devons assurer le compromis entre le gain et la bande passante, aux conditions contradictoires.

Réalisation et caractéristiques : (b3)

Le capteur se compose d'un tore de ferrite sur lequel sont bobinés un enroulement de mesure et un autre pour la vérification de l'étalonnage.

(b3.1) Le tore de ferrite est du type COFELEC Ferrinox H30, choisi en tenant compte des facteurs :

- de perméabilité initiale relative : 90 ± 20% à 20°C
  champ d'induction magnétique maximum : 3350 Gauss à 20°C (2800 à 100°C)
  champ coercitif : 4 Œ à 20°C (3 à 100°C)

- d'échauffement, par suite d'impact avec le faisceau, aussi le Point de Curie doit-il être élevé. Ici : $\theta_c > 400°C$

- d'effet dû au rayonnement
- de bande passante. En tolérant un temps de montée au maximum égal au 1/10 de la durée de l'impulsion, il faut une bande passante :

$\mathcal{B} \geq \frac{0,35}{t/10}$ soit $\mathcal{B} \geq 2,5$ Mc/s pour : $t = 1,5$ µs

Le constructeur donne une bande approximative de fréquence : 1 à 30 Mc/s.

- de stabilité en température. La variation de µ est donnée entre 20°C et 60°C par :

$$\alpha = \frac{1}{\mu_i^2} \cdot \frac{\Delta\mu_i}{\Delta\theta} = + 15.10^{-6} / {}^{\circ}C.$$

- d'encombrement minimal : 100·55·15mm (Graphe 44)

(b3.2) L'enroulement de mesure est constitué par 10 spires de fil de cuivre émaillé de $\emptyset = 0,5$mm, également réparties et fermées sur une résistance de charge $R = 10\ \Omega$

L'inductance du bobinage est alors : $L \# 200\mu H$ (Graphe 45) d'où la valeur de la constante B.F. du capteur :

$$T_2 = \frac{L}{R} \# 20\mu s \qquad T_2 >> t \quad (t = 1,5\mu s)$$ qui fixe :

- la limite inférieure de la bande passante du capteur à :

$$f_{min} \# \frac{0,35}{2,2.T_2} \# 8Kc/s$$

- le pourcentage de chute sur le plat de l'impulsion : La loi de décroissance de l'amplitude de l'impulsion est pratiquement fonction de e^{-t/T_2}

Pour une impulsion faisceau de durée t, le pourcentage de chute sur le plat de l'impulsion est donné par :

$$D\% \simeq (1 - e^{-t/T_2}). 100\%$$

soit en prenant le développement limité :

$$D\% \simeq \left[1 - \left(1 - \frac{R}{L}t + \frac{R^2}{L^2} \cdot \frac{t^2}{2!} - \ldots\right)\right] \cdot 100\%$$

En négligeant les termes de puissance supérieure à 1, avec $t = 1,5$ µs :

$$D\% \simeq \frac{R}{L} . t. 100\% \simeq 7,5\ \%$$ (Graphe 46a)

Une résistance série de 40 Ω réalise grossièrement l'adaptation pour transmettre le signal à l'aide d'un cable coaxial KX4 d'impédance caractéristique $\mathcal{Z}_c = 50\ \Omega$.

La capacité parasite de l'enroulement pénalise, avec la charge, le temps de montée du signal, donc la constante H.F. du moniteur :

$$tm \simeq 2,2\ T_1 \leq 5ns$$ (Graphe 46c)

soit : $T_1 \leq 2,3ns$ satisfaisant la condition (2.XXXIX)

La limite supérieure de la bande passante du tore est élevée : elle permet son utilisation en impulsions courtes :

$$f_{max} \approx \frac{0,35}{t_m} \geq 70Mc/s$$

Le gain statique du capteur est donné par (2.XXXX) où : R = 10Ω et N = 10 spires d'où la loi linéaire simple :

$$\hat{V}/\hat{I}_o = 1 \text{ volt/ampère}$$

(b3.3) La boucle d'étalonnage permet de vérifier le fonctionnement et l'exactitude de la chaîne de mesure, en l'absence de faisceau. Une spire "test" en fil de cuivre (Ø = 0,5mm) constitue un primaire équivalent à celui représenté par le faisceau. Elle est en série avec une résistance R = 50Ω pour réaliser l'adaptation au cable coaxial KX4 (Graphe 44).

(b.4) Technologie[66] (Graphe 35 et 44) :

Isolement et protection : Pour résister aux conditions de température, de rayonnement , et conserver entr'eux un bon isolement, les enroulements sont disposés à l'intérieur d'un double boitier en fibre de verre stratifiée épousant la forme du tore, le tout inséré dans une structure circulaire plate en acier inoxydable, réunie directement à la masse de la machine.

L'ensemble tore présente un orifice (Ø ≃ 50mm) plus grand que le diamètre du tube de glissement qui le précède (sortie de la cavité de courant Ø = 25mm). Ainsi les électrons du faisceau ne devraient pouvoir atteindre le tore directement.

Vide : Le tore se situe dans la chambre à vide. L'étanchéité est assurée :

- d'une part à l'aide de joints à picot d'aluminium pour les brides en acier inoxydable .
- d'autre part grâce à des traversées de stéatite métallisée, réf . T80 C.I.C.E., pour les sorties d'enroulements de mesure et de test, réunies à des fiches de type N, femelles.

Charge et adaptation : Les résistances de charge et d'adaptation des bobinages sont placées à l'extérieur de l'enceinte à vide, dans des boitiers montés directement à la sortie du mesureur à ferrite (Fig. 2.32)

BOITIERS D'ADAPTATION

DE L'ENROULEMENT DE MESURE DE LA BOUCLE "TEST"

Figure 2. 32

Transmission et lecture de la valeur crête du signal : (b5)

L'information délivrée par le mesureur à tore au niveau de chaque intertranche est acheminée jusqu'à la salle de contrôle à l'aide de cables coaxiaux. L'impulsion recueillie (Graphe 46b) est amplifiée dès la sortie de la tranchée de l'Accélérateur, après 10m de cable environ.

En fixant une sensibilité de lecture de la valeur crête à :

$$\hat{I}_o / \hat{V} = 25 \text{ mA/V} \quad \text{(Graphe 47)} \qquad \text{(2.XXXXI)}$$

L'atténuation apportée par les cables va conditionner le gain de l'amplificateur.

(b5.1) Influence des cables coaxiaux utilisés pour la transmission des impulsions : Le cable coaxial utilisé est du KX4, $\mathcal{Z}_c = 50\Omega$, C = 100 pF/m., de longueur uniforme ℓ = 300m, afin d'assurer le synchronisme des informations en salle de contrôle. L'atténuation du niveau transmis détermine un gain statique du cable :

$$\gamma^{-1} \# 0{,}9 \quad \text{(Graphe 48a)} \qquad \text{(2.XXXXII)}$$

La réponse indicielle de la transmission traduit un temps de montée conventionnel

$$t_m \left[{}^{90\%}_{10\%}\right] \# 200\text{ns} \quad \text{(Graphe 48b)}$$

qui pourrait être compensé aisément [72,73], à l'aide de filtres correcteurs passifs en T adaptés sur 50Ω, donnant :

t_m = 20ns correction à 2 filtres en cascade avec une atténuation $\gamma \neq 2$ (6dB)
t_m = 7,5ns correction à 3 filtres en cascade avec une atténuation $\gamma \neq 4$ (12dB)

Nous n'avons pas effectué de correction pour des impulsions de durée t = 1,5µs, mais elle devient nécessaire dans le cas d'injection pour le D.C.I. à t = 20ns, si l'allure du signal crête doit être observée. (Graphes 48c et 49)[74]

(b5.2) Amplificateur d'impulsions : Le gain statique de la chaîne de mesure du courant crête, pour la sensibilité fixée (2.XXXI), est :

$$G = \frac{\hat{S}}{\hat{E}} = 40$$

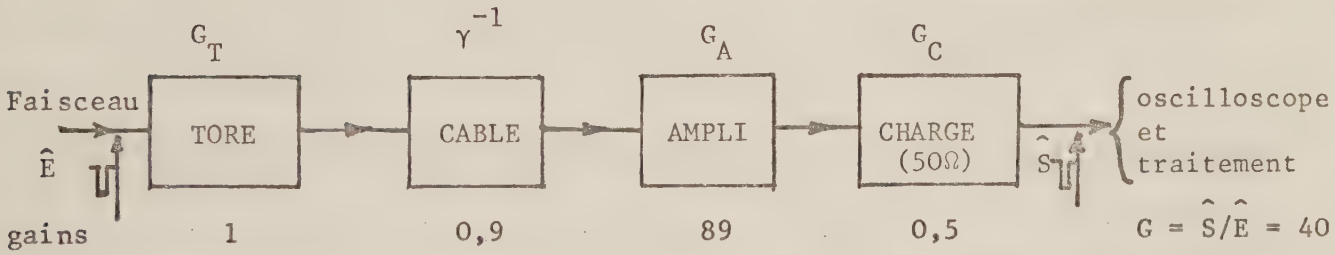


Figure 2.33

imposant pour l'amplificateur (Graphe 50),[75] un gain :

$$G_A = \frac{G}{G_T \cdot \gamma^{-1} \cdot G_C} = 89. \qquad (2.XXXXIII)$$

Comme l'une des extrémités de l'enroulement de mesure du tore est mise directement à la masse du boitier, donc de la machine, l'amplificateur est isolé de cette masse pour éviter des courants de circulation dans le coaxial. Ces courants de boucle génèreraient, comme nous avons pu le vérifier, des niveaux parasites qui, après amplification, perturbent la mesure et sont fonction de trop de paramètres pour être corrigés.

2-*DIVISION* :

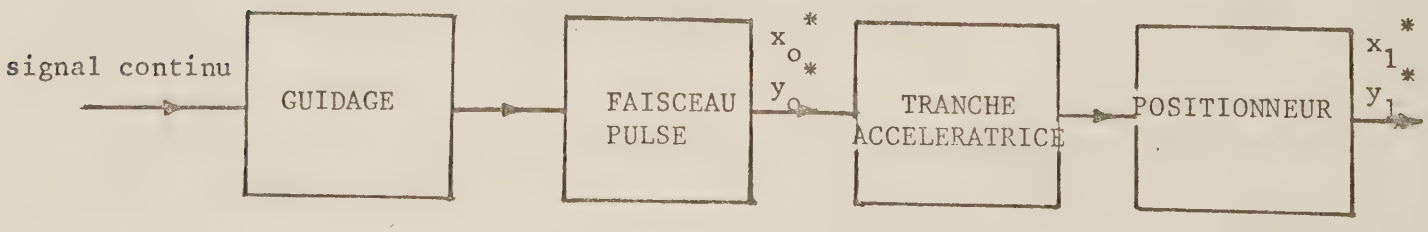
a) Données - Modification des chaînes d'intégration $\hat{xI}$, $\hat{yI}$ et $\hat{I}$:

On dispose des signaux impulsionnels, fonctions de xI ou yI et de I, mais aussi des sorties de circuits intégrateurs qui permettent la lecture simultanée des valeurs moyennes :

- du courant, par la lecture de galvanomètres gradués de 0 à 5 µA avec 4 sensibilités obtenues par commutation d'atténuateurs : x1; x2,5; x5; x10 (Graphe 51).

- de la position, sur les galvanomètres à zéro central, gradués linéairement de -5 à +5mm, après "normalisation". Elle consiste à afficher sur un potentiomètre gradué la valeur en microampères lue sur le mesureur d'intensité correspondant (Graphe 52).

Dans le cas de l'asservissement de position, cette division ne peut convenir évidemment sous sa forme manuelle. Il est possible d'utiliser les signaux délivrés par les intégrateurs, xI ou yI, et I, pour effectuer la division mais le système serait pénalisé de constantes de temps importantes. ($\triangleq$ 0,1s sur la voie courant). Or nous pouvons remarquer, en reprenant le synoptique de l'asservissement (Fig. 1.7), que les capteurs délivrent des informations pulsées, naturellement échantillonnées par le faisceau, à partir desquelles sera réalisée la commande analogique de l'alimentation de guidage. Il sera plus intéressant d'envisager le système comme tel que de filtrer fortement les informations. (Fig. 2.34).

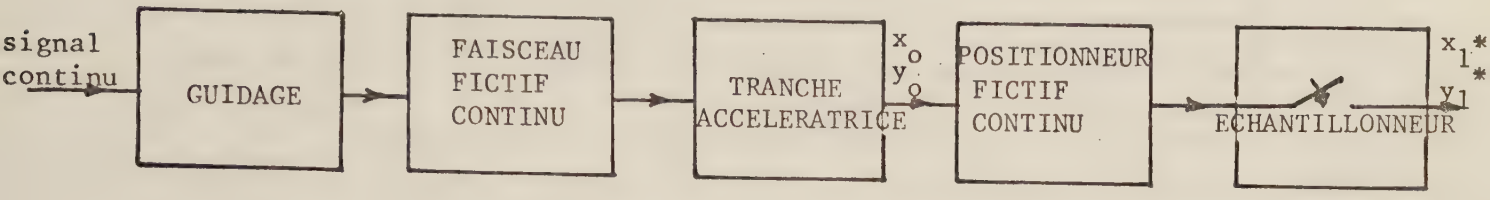


x_o^*, y_o^* : position du faisceau pulsé

x_1^*, y_1^* : information sur la position

Figure 2.34 SYSTEME REEL

Se ramener au système continu équivalent consiste à supposer le faisceau continu et à échantillonner l'information délivrée par le positionneur fictif continu (Fig. 2.35).



x_o , y_o : position du faisceau fictif continu

x_1^* , y_1^* : information échantillonnée de la position

Figure 2.35 SYSTEME CONTINU EQUIVALENT

Une étude systématique de la réponse des capteurs d'intensité et de position permet d'abord de déterminer l'information réelle contenue dans l'impulsion, et partant, de déterminer le type du traitement à effectuer.

b) Informations caractéristiques expérimentales délivrées par les capteurs :

Dans la dynamique de courant faisceau [5 mA $\leq \hat{I}_o \leq$ 200 mA] nous avons analysé les signaux des moniteurs de position et courant, correspondant aux réponses typiques du graphe 53 (tir 10 B du 20.XII.1971).

Pour notre application et en première approximation, l'information caractéristique est la surface de l'impulsion, non la valeur crête, surtout autour du "zéro", avec un seuil de sensibilité inférieur à 0,5mm. (Graphe 26).

L'information de courant faisceau est proportionnelle en amplitude au niveau de courant crête $\hat{I}_o$. Mais il est également possible de considérer, comme caractéristique, la surface de l'impulsion délivrée par le moniteur à tore, ce qui permet de prévoir un même traitement pour les voies $x\hat{I}$ ou $y\hat{I}$ et $\hat{I}$ à l'entrée du diviseur.

c) Traitement de l'information : Intégration - Blocage - Division :

L'actionneur de l'asservissement de position doit être commandé par un signal analogique. Dans ce but il est nécessaire de bloquer les informations de position et courant durant l'intervalle séparant 2 impulsions successives.

Prélever la valeur de la surface de l'impulsion durant 1,5µs et la mettre en mémoire pendant 20 ms nous conduit au diviseur suivant (Fig. 2.36).

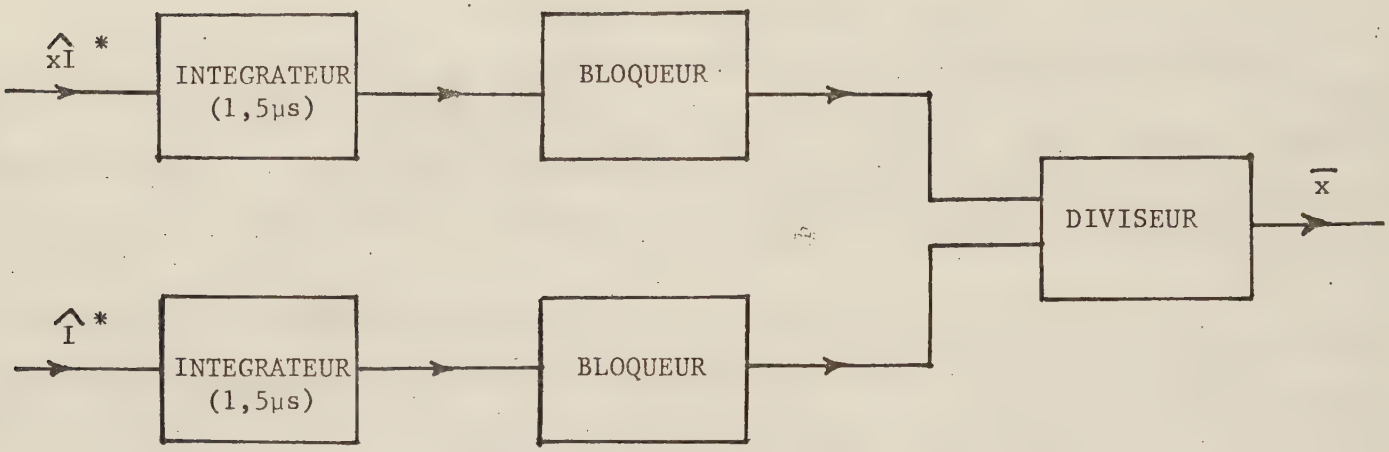


Figure 2. 36

Avant chaque prise de valeur, nous voyons que l'intégrateur doit être remis à zéro. Nous sommes ainsi amenés à une succession d'opérations séquentielles dont le meilleur repère de synchronisation sera fourni par le faisceau lui-même, éliminant les problèmes de retard ou de précision sur les temps de commutation. Le front de descente du signal de tore sert de référence de synchronisation, ce qui permet d'éviter toute erreur introduite par les retards de commutation. Il déclenche donc le cycle de mise en mémoire de l'information à la sortie de l'intégrateur.

Un tel lissage du signal échantillonné peut être réalisé par un filtre passe-bas du type circuit bloqueur d'ordre zéro : il va maintenir constante et égale à xI (nT) l'amplitude de l'impulsion entre les instants nT et (n+1)T. (Fig. 2.37)[79].

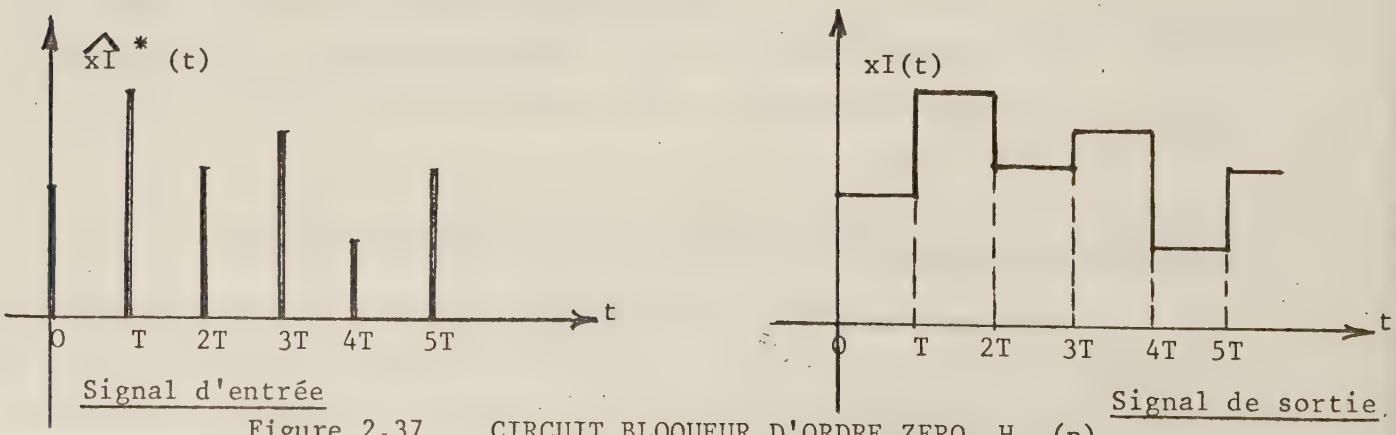


Figure 2.37 CIRCUIT BLOQUEUR D'ORDRE ZERO $H_o(p)$

Le circuit réalisé a un temps de prise de point de l'ordre de 1ms, ce qui suppose le blocage simultané de la valeur d'intégration pendant cette même durée. Puis l'intégrateur est à nouveau en mode de calcul : la sortie des moniteurs étant nulle entre 2 impulsions, il se met à zéro, prêt à traiter une impulsion de faisceau après tout cycle de prise de point de 1ms. C'est le front de descente du faisceau qui déclanche un nouveau cycle de prise de point.

Les séquences successives sont illustrées par le graphe 54. Un traitement identique des signaux de voie $x\hat{I}$ et $\hat{I}$ est réalisé suivant le synoptique de la figure 2.38.

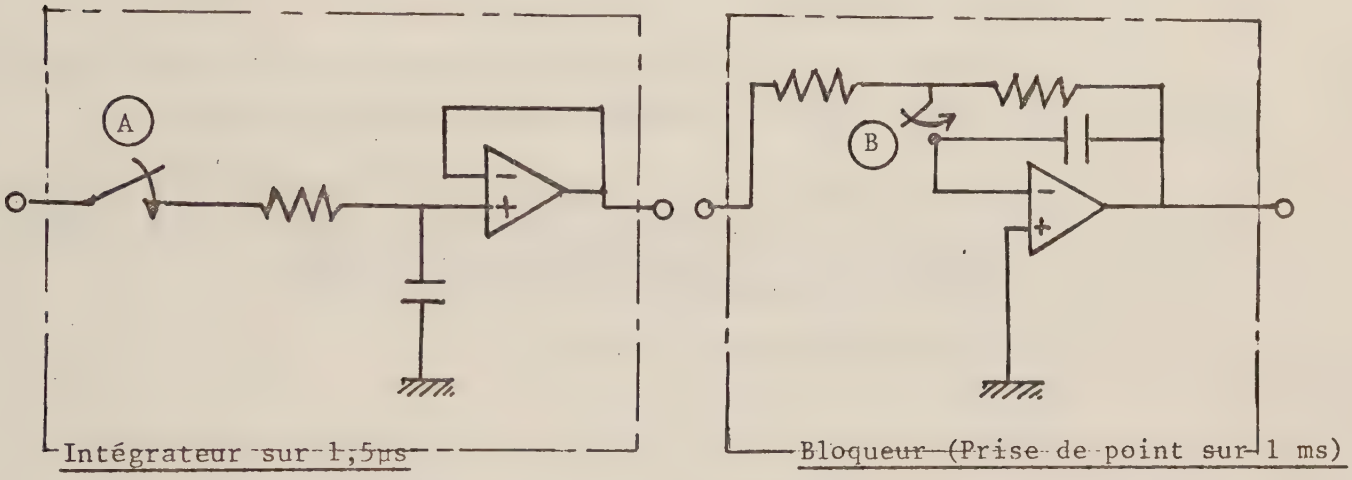


Figure 2. 38 TRAITEMENT DES INFORMATIONS $x\hat{I}$, $y\hat{I}$, $\hat{I}$

Les commutateurs A et B sont matérialisés par des transistors à effet de champs. Ils sont commandés par des signaux complémentaires (Fig.2.39),

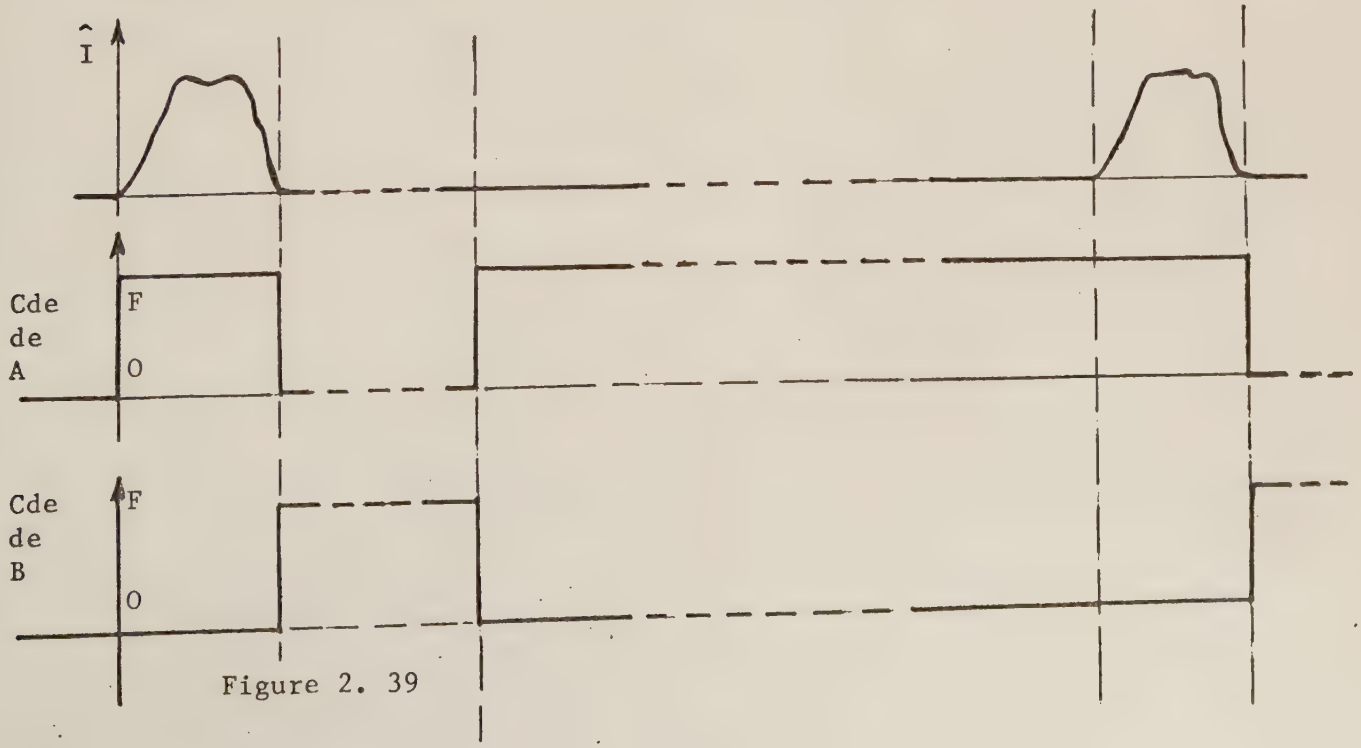


Figure 2. 39

élaborés à partir de l'impulsion $\hat{I}$ convertie en signal 0,+5V, attaquant une monostable de constante de temps 1ms. (Fig. 2.40)

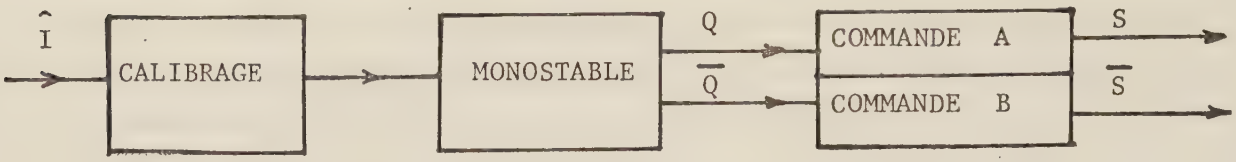


Figure 2. 40

Circuits réalisés :

La commande comprenant les étages intégrateurs et suiveurs est faite sur carte de circuit imprimé enfichable, type VERO BOARD (Graphe 55).

Les étages bloqueurs des voies $\hat{I}$, $x\hat{I}$, $y\hat{I}$ sont groupés sur une même carte avec les diviseurs $\overline{xI}/\overline{I}$ et $\overline{yI}/\overline{I}$ (Graphe 56). Les divisions sont effectuées à l'aide de multiplieurs 4 quadrants (BURR BROWN 4094/15c).

Le gain du diviseur est de 1V/mm.

CHAPITRE - 3 -

BOUCLE D'ASSERVISSEMENT

A- ETUDE DE LA CHAINE DE COMMANDE

I) ACTION DES GUIDAGES DE TRANCHE

1- *EXPRESSION GENERALE DE LA DEFLEXION*

a) Déflexion au niveau du guidage

b) Déflexion au niveau des capteurs

c) Effet du "beam loading" sur la déflexion

2- *APPLICATION A UNE TRANCHE ACCELERATRICE*

a) Caractéristiques du guidage GT_1

b) Circuit de commande. Alimentation

c) Gain de l'ensemble actionneur

II) IDENTIFICATION DE LA COMMANDE

III) EXPRESSION DE LA TRANSMITTANCE

IV) BLOC DIAGRAMME DE LA REGULATION

V) DETERMINATION DU CORRECTEUR

1- *PRECISION*

2- *RAPIDITE*

3- *STABILITE*

4- *CARACTERISTIQUES*

VI) DISPOSITIFS ANNEXES

1- *INDICATEUR DE SEUIL DE POSITION*

2- *SECURITES DE FONCTIONNEMENT*

a) Seuil de courant

b) Remise à zéro de l'intégrateur

3- *AFFICHAGE DE LA CONSIGNE*

B- *EXPERIMENTATION*

I) REPONSE A UN ECHELON DE CONSIGNE

II) REPONSE A DIFFERENTES PERTURBATIONS

1- *VARIATION RAPIDE DU COURANT DE FAISCEAU*

2- *COUPURE MOMENTANEE D'UN POSTE*

3- *ARRET D'UN POSTE*

4- *PERTURBATION EN ECHELON SUR LA COMMANDE MANUELLE*

III) STABILITE DU SYSTEME

Disposant d'une information proportionnelle à l'écart du centre de charge du faisceau par rapport aux axes x et y, au droit de la propagation, il sera possible d'assurer un positionnement automatique, en fin de tranche donnée, par commande de l'actionneur situé en tête de celle-ci.

A- ETUDE DE LA CHAINE DE COMMANDE

L'action du guidage, appliquée à la transmission du faisceau le long d'une tranche va permettre une identification de la commande.

I ACTION DES GUIDAGES DE TRANCHE

Nous avons vu au chapitre 1 le rôle du guidage et l'analyse des paramètres qui le lient aux conditions de fonctionnement du Linac.

Si l'hypothèse simplificatrice, alors énoncée, de considérer le guidage comme un élément court est acceptable dans la majorité des cas d'utilisation des tranches, où :

$$\frac{\text{Longueur d'accélération au niveau du guidage}}{\text{Longueur efficace de la tranche}} \leq 5\ \%$$

par contre, elle peut introduire une erreur plus importante dans l'application à une tranche courte telle que T_1, composée de 2 sections accélératrices, sur laquelle il nous est donné d'expérimenter la boucle d'asservissement. Avec la seule section 3 alimentée en h.f., comme ce fut le cas avec l'utilisation de la section 4 réservée au tirs en faisceau "haché", nous avons :

$$\frac{\text{Longueur d'accélération au niveau de } GT_1}{\text{Longueur efficace ou "réduite" de } T_1} \# \frac{0{,}70\text{m}}{6\text{m}} \# 12\%$$

Aussi nous nous proposons d'appliquer l'expression générale, de l'action d'un dispositif de guidage, aux possibilités d'utilisation d'une tranche donnée pour en déduire la plage de variation du gain de l'ensemble actionneur dans la chaîne de commande.

1- *EXPRESSION GENERALE DE LA DEFLEXION :*

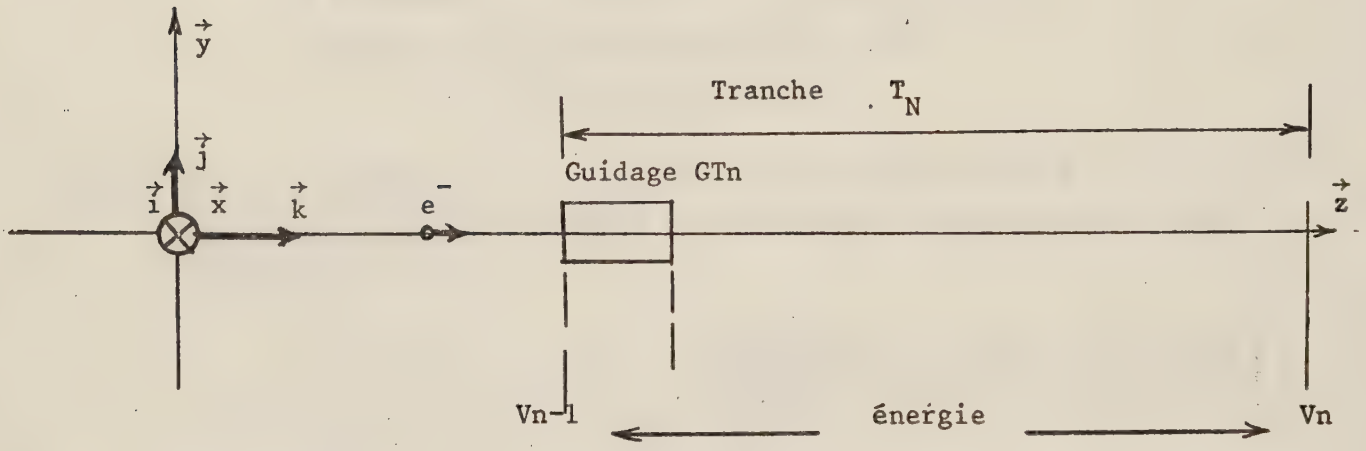


Figure 3.1

Au niveau du guidage GTn de tranche N, un électron est soumis à une force :

$$\vec{f} = -e\left[\vec{E} + \vec{v}_{\Lambda}\,\vec{\mathcal{B}}\right] \qquad (3.I)$$

avec : . $E = E_o \cos \omega \left[t - \frac{z}{v_z}\right]$

En admettant qu'ils soient groupés au sommet de l'onde h.f., ils sont soumis au champ maximum : $E \neq E_o$

. v : vitesse des électrons ultra-relativistes : $v \simeq c$

. $\mathcal{B}$: champ d'induction magnétique créé par les bobines de guidage, pris ici suivant $\vec{i}$. Nous adoptons, comme référence, le système orthonormé $\vec{O_x}$, $\vec{O_y}$, $\vec{O_z}$ (Fig. 3.1).

La position M d'un électron, à un instant donné, sera définie par :

M (x,y,z,) et sa vitesse : $\vec{v}\begin{cases} dx/dt = 0 \\ dy/dt \\ dz/dt \end{cases}$

(3.I) s'écrit alors :

$$\vec{f} = eE_o\vec{k} + e\left[\frac{dx}{dt}\vec{i} + \frac{dy}{dt}\vec{j} + \frac{dz}{dt}\vec{k}\right] \wedge \mathcal{B}.\vec{i}$$

soit :

$$\vec{f} = \vec{j}e\mathcal{B}\frac{dz}{dt} + \vec{k}\left[eE_o - e\mathcal{B}\frac{dy}{dt}\right] \qquad (3.II)$$

Correspondant aux quantités de mouvement : en remarquant que, pour les conditions initiales $y = z = 0$

$$\left(\frac{dy}{dt}\right)_o = 0 \qquad \left(\frac{dz}{dt}\right)_o \neq C$$

$$\begin{cases} p_x = m\dfrac{dx}{dt} = \int f_x\,dt = 0 \\ p_y = m\dfrac{dy}{dt} = e\mathcal{B}\int c\,dt = e\mathcal{B}\,z \\ p_z = m\dfrac{dz}{dt} = eE_o\int\dfrac{dz}{c} - e\mathcal{B}\int dy + p_o = \dfrac{eE_o z}{c} - e\mathcal{B}y + p_o \end{cases}$$

La pente de la trajectoire est donnée à tout instant par :

$$\frac{p_y}{p_z} = \frac{dy}{dz} = \frac{v_y}{v_z} = \text{tg}\ \alpha$$

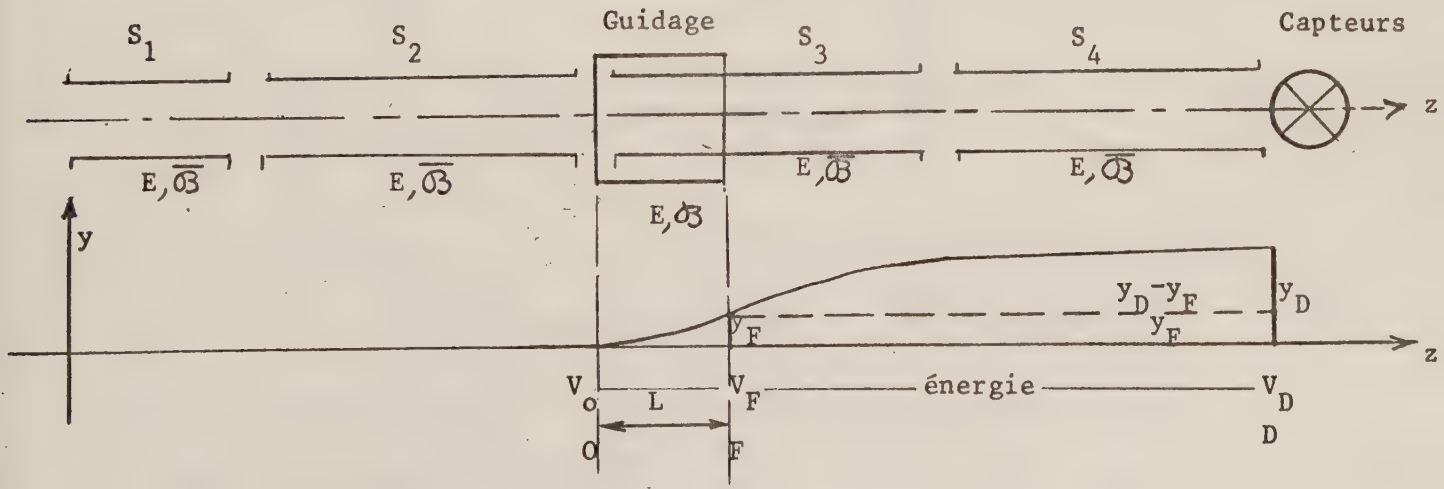


Figure 3.2

a) Déflexion au niveau du guidage :

La pente de la trajectoire, à tout moment, est donnée par :

$$\frac{dy}{dz} = \frac{e\mathcal{B}z}{-e\mathcal{B}y + e\frac{E_o z}{c} + p_o} \qquad (3.III)$$

avec $p_o = mv_o = m_o\alpha_o c$

ou :
$$\frac{dy}{dz} = \frac{z}{-y + \frac{E_o z}{c\mathcal{B}} + \frac{p_o}{e\mathcal{B}}}$$

or : $\frac{E_o z}{c\mathcal{B}} + \frac{p_o}{e\mathcal{B}} \gg y$

$$\Longrightarrow \frac{dy}{dz} = \frac{e\mathcal{B}}{p_o} \cdot \frac{z}{1 + \frac{eE_o z}{p_o \cdot c}}$$

En posant : $\frac{e.E_o}{p_o c} \cdot z = \frac{V_F}{V_0} = az$

$\frac{V_F}{V_0}$: rapport de l'énergie acquise par l'électron entre O et F, entrée et sortie du guidage, par l'énergie acquise avant O. (Fig. 3.2)

Si P est un point quelconque, sur $\overrightarrow{O_z}$, situé entre O et F, la déflexion en ce point sera donnée par :

$$y_P = \frac{e\mathcal{B}}{p_o}\int_0^P \frac{z\,.dz}{1+az}$$

soit :
$$y_P = \frac{e\mathcal{B}}{p_o} \cdot \frac{1}{a^2}\left[az - \text{Log}\,(1+az)\right]_0^P$$

en particulier, à la sortie du guidage :

$$y_F = \frac{e\mathcal{B}}{p_o} \cdot \frac{1}{a^2}\left[az - \text{Log}\,(1+az)\right]_0^F$$

ou :
$$y_F = \frac{\mathcal{B} \cdot p_o \cdot c^2}{e\,E_o^{\,2}}\left[\frac{V_F}{V_0} - \text{Log}\left(1 + \frac{V_F}{V_0}\right)\right] \qquad (3.IV)$$

b) Déflexion au niveau des capteurs : en fin de tranche :

Nous distinguerons 2 cas d'utilisation :

Le champ électrique E_o est appliqué à toutes les sections de la tranche :

Au delà des bobines, la pente de la trajectoire entre F et D (Fig.3.2) est donnée à tout moment par :

$$\frac{dy}{dz} = \frac{p_y}{p_z} = \frac{p_{y_F}}{\frac{e E_o}{c} z + p_F} \qquad (3.V)$$

p_{y_F} étant la quantité de mouvement transverse acquise en F, sortie du guidage. z est comptée à partir de F comme origine.

Soit : $$y_D = p_{y_F} \int_F^D \frac{dz}{\frac{e E_o . z}{c} + p_F} + y_F$$

sachant que : $p_{y_F} = \left[\frac{dy}{dz}\right]_F \cdot p_{z_F}$; De (3.III)

$$\left[\frac{dy}{dz}\right]_F = \frac{e \mathcal{B} L}{p_o + \frac{e E_o L}{c}} = \frac{e \mathcal{B} L}{p_{z_F}}$$

$$\Rightarrow p_{y_F} = e \mathcal{B} L$$

et : $$\boxed{\left[y_D - y_F\right] = \frac{\mathcal{B} L c}{E_o} \cdot \text{Log}\left(1 + \frac{V_D}{V_F}\right)} \qquad (3.VI)$$

De 3.IV et 3.VI :

$$\boxed{y_D = \frac{\mathcal{B} L c}{E_o}\left[\text{Log}\left(1 + \frac{V_D}{V_F}\right)\right] + \frac{\mathcal{B} p_o c^2}{e E_o^2}\left[\frac{V_F}{V_O} - \text{Log}\left(1 + \frac{V_F}{V_O}\right)\right]} \qquad (3.VII)$$

Pour la majorité des applications $(y_D - y_F) >> y_F$, par suite :

$$\boxed{y_D \simeq \frac{\mathcal{B} L c}{E_o} \text{Log}\left[1 + \frac{V_D}{V_O}\right]} \qquad (3.\ VIII)$$

Le champ électrique E_o n'est pas appliqué à toutes les sections.

En nous plaçant dans le cas de figure ci-après (3.3), le calcul précédent s'applique à la déflexion en sortie de section 3, en remplaçant D par M dans (3.VII), et nous aurons :

$$\left[y\right]_0^D = \left[y\right]_0^F + \left[y\right]_F^M + \left[y\right]_M^D$$

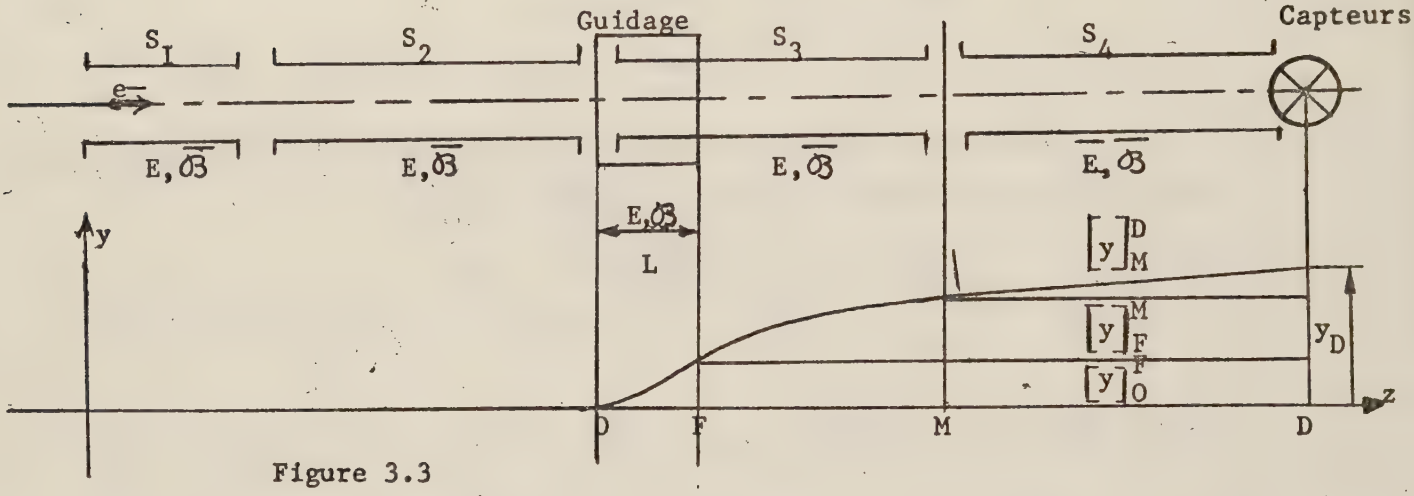


Figure 3.3

Calcul de $\left[y\right]_M^D$: La section 4 n'est pas alimentée en h.f. Les électrons sortent de S_3 avec une pente donnée, p, et décrivent une trajectoire que nous assimilerons à une droite. Sa pente, déterminée en M, en vertu de la continuité de la fonction, d'après (3.V), est donnée par :

$$\frac{dy}{dz} = \frac{p_y}{p_z} = \frac{p_{y_F}}{\frac{e\,E_o z}{c} + p_F} \qquad \text{où : } b = \frac{e.E_o}{p_F \cdot c}$$

et : $p_{y_F} = e\,\mathcal{B}\,L$

d'où : $\frac{dy}{dz} = \frac{e\,\mathcal{B}_L}{\frac{e\,E_o z}{c} + \frac{e\,E_o}{bc}} = \frac{\mathcal{B} L_c}{E_o}\left[\frac{b}{1+bz}\right]$

Expression de y_D :

comme : $\left[y\right]_M^D = \left[\frac{dy}{dz}\right]_M \cdot \left[z\right]_M^D$

L'expression de la déflexion en D est de la forme :

$$\left|y_D\right| = \frac{e\mathcal{B}}{p_o} \cdot \frac{1}{a^2}\left[az - \mathrm{Log}(1+az)\right]_0^F + \frac{\mathcal{B}Lc}{E_o}\left[\mathrm{Log}(1+bz)\right]_F^M + \frac{\mathcal{B}Lc}{E_o}\left[\frac{b}{1+bz}\right]_M \cdot \left[z\right]_M^D \qquad (3.IX)$$

Si $\left(y_D - y_F\right) >> y_F$, impliquant des bobines de guidage courtes par rapport à la longueur de la tranche, la valeur approchée de y_D est fournie par :

$$y_D \simeq \frac{\mathcal{B}Lc}{E_o}\left[\mathrm{Log}\left(1+\frac{V_M}{V_O}\right) + \frac{\left[b\right]_M \cdot \left[z\right]_M^D}{1+\frac{V_M}{V_O}}\right] \qquad (3.X)$$

avec : $\frac{V_M}{V_O} = \left[bz\right]_O^M$: rapport de l'énergie acquise entre O et M, par celle acquise avant O.

c) Effet du "Beam Loading" sur la déflexion : [80,9]

La dispersion en énergie des électrons d'une même impulsion de courant entraîne une erreur sur la déflexion dont la valeur maximale est :

$$\frac{dy}{y} = -\frac{dE}{E} = \frac{dV}{V_o}$$

où V_o est l'énergie à vide, liée à celle en charge, pour une intensité de courant faisceau I donnée, par :

$$V(\ell,t) = V_o - \Sigma\mathcal{Z} \cdot I$$
$$= E_o.\ell_z - \Sigma\mathcal{Z} \cdot I$$

($\Sigma\mathcal{Z}$: impédance des sections)

2- *APPLICATION A UNE TRANCHE ACCELERATRICE : GAIN DE L'ACTIONNEUR :*

L'expression générale de la déflexion est appliquée à de faibles écarts de position du faisceau par rapport à l'axe z de propagation, dans la dynamique énergétique de fonctionnement de l'injection et tranche 1.

Ceci implique la connaissance des éléments de l'actionneur, en particulier du guidage, dont les caractéristiques permettront d'en établir le gain.

a) Caractéristiques du guidage GT1 :

Le champ d'induction magnétique créé par les bobines est calculé à partir du courant délivré par l'alimentation de guidage, en utilisant l'expression approchée du champ :

$$\mathcal{H} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I}{d} \cdot 2.N.n$$

où (Fig. 3.4) :

n = 2 bobines par jeu H. ou V.
N = 400 spires / bobine

Le graphe 57, 57bis donne le calcul approché du champ à 2,5% près, et les caractéristiques de ce guidage, pour lequel :

$$\mathcal{B} = \mu H \# \frac{\mu_o}{\pi} \cdot \frac{nN}{d} \cdot I$$

soit :

$$\boxed{\mathcal{B}_{gauss} = 3{,}76.\ 10^{-3}\ I_{Ampère}}$$

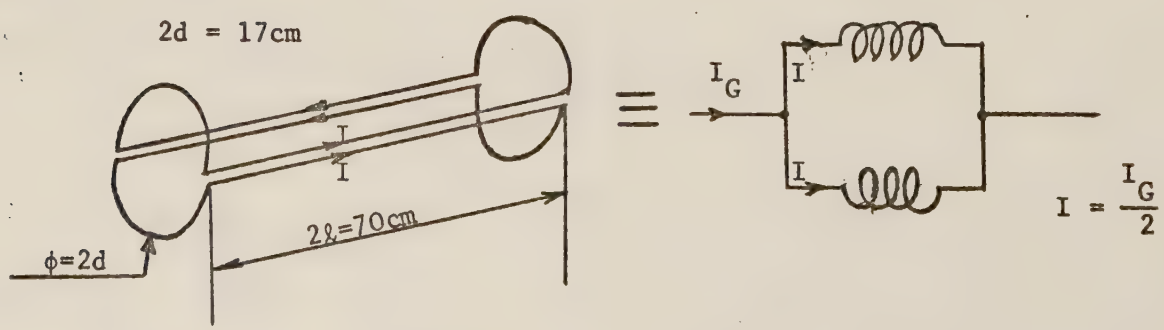


Figure 3.4 JEU DE GUIDAGE GT1 (H ou V)

b)Circuit de commande, alimentation de guidage :

L'amplificateur alimentant les bobines est une régulation en courant [81]

débit maximum	: ± 1A	réglable de façon continue
tension maxima	: ± 30V	
stabilité	: 1% sur 48h	

Il est commandé en tension à l'aide d'un potentiomètre multitours (5 en "distance", 10 en "local") doté d'un affichage horloge à aiguilles. (Graphe 58).

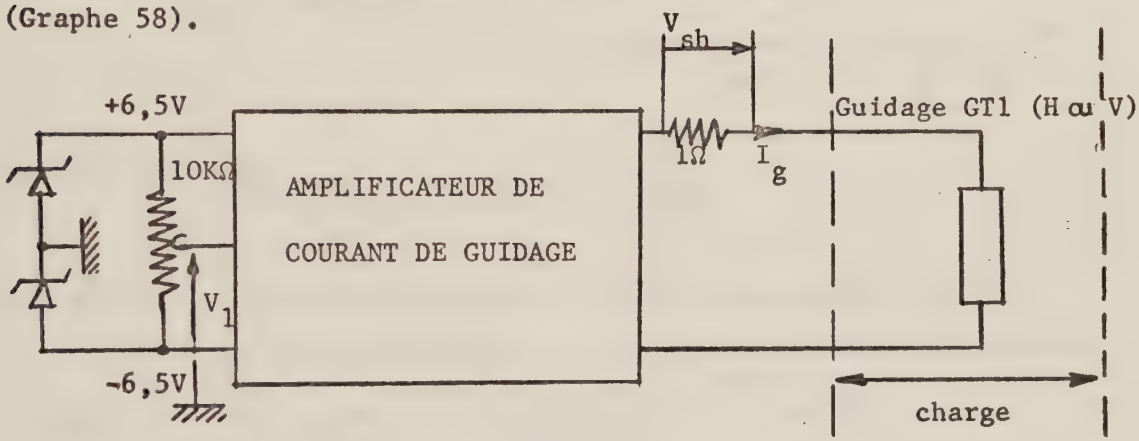


Figure 3.5 ALIMENTATION DU GUIDAGE

L'étalonnage du courant de sortie, I_g, en fonction de la tension de commande, V_1, (Fig.3.5) nous donne la correspondance suivante (graphe 59) :

$\Delta V_1 = 1$ volt $\Rightarrow \Delta I_g \simeq 150$ mA
$\Rightarrow$ 1 tour de pendulette (potentiomètre 10 tours)

soit un gain statique :

$$g = \frac{I_g}{V_1} = 150.\ 10^{-3}\ A/V$$

Mais la commande potentiométrique, pratique pour un réglage manuel par l'opérateur, a été modifiée pour l'asservissement. Un entraînement du curseur par moteur entrainerait plusieurs inconvénients intervenant sur le temps de réponse, le coût et la fiabilité.

Une commande par amplificateur de tension permet d'asservir le courant de guidage et par suite le champ $\mathcal{B}$ à une tension d'erreur fonction de l'écart de position.

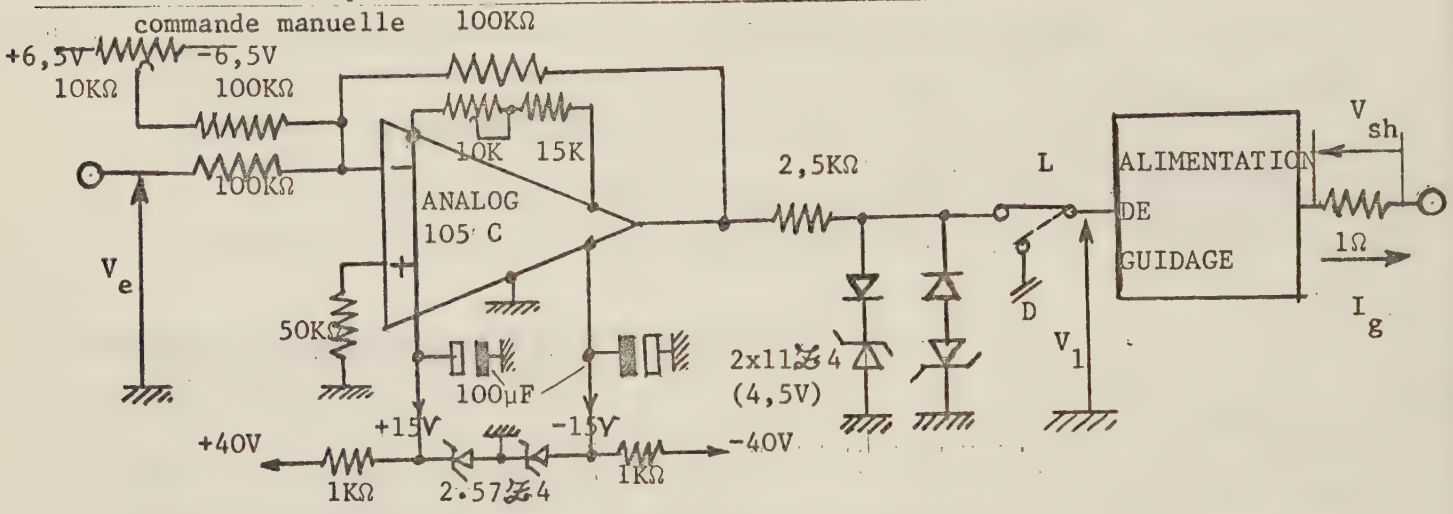


Figure 3.6 COMMANDE DU COURANT DE GUIDAGE

La modification apportée à l'alimentation du graphe 58 est celle de la commande à double entrée, manuelle et automatique (Fig.3.6).

Le gain statique de cet étage de commande est, en charge :

$$g = \frac{V_1}{V_e} \simeq 0{,}75$$

c) Gain de l'ensemble actionneur :

Le bloc diagramme de l'actionneur est celui de la Fig. 3.7.

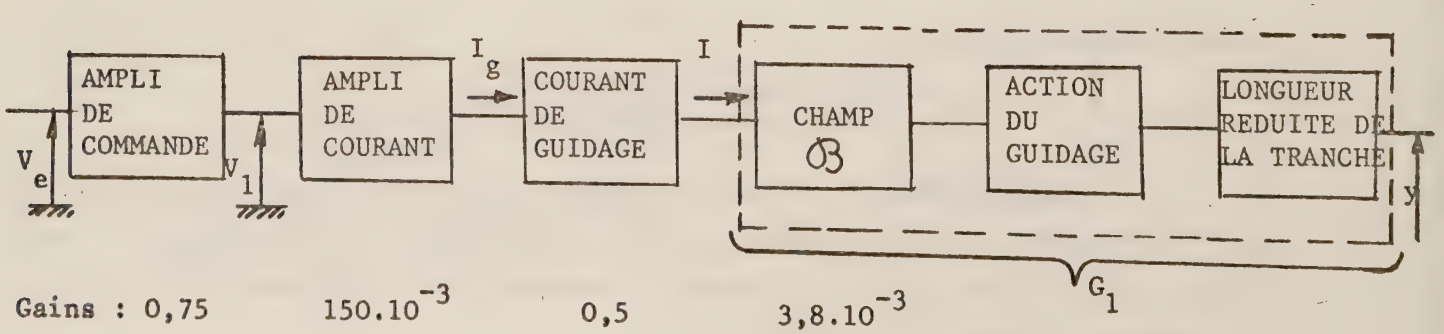


Figure 3.7 SYNOPTIQUE DE L'ACTIONNEUR

Le tableau ci-après des valeurs du gain :

$$G_1 = \frac{y}{I} = \frac{\text{déflexion}}{\text{courant de guidage}}$$

est établi :

- pour l'énergie à vide : $\hat{I} = 0$
- pour l'énergie en charge, avec $0 < \hat{I} \leq 300$ mA.

Sa détermination, pour les différents modes d'utilisation des sections représentés par les figures (3.2) et (3.3), compte tenu de perturbations énergétiques uniformes ou localisées, traduit le résultat suivant :

$$65.10^{-3} \leq G_1 \leq 142.10^{-3} \text{ m/A ou } {}^{mm}/_{mA} \text{ (guidage)}$$

soit pratiquement :

$$G_1 \simeq \left[0,1 \pm 0,05\right] \ {}^{mm}/_{mA} \text{ (guidage)}$$

Le gain de l'ensemble actionneur, défini par :

$$G = \frac{y}{V_e} = \frac{\text{déflexion}}{\text{tension de commande}}$$

devient alors :

$$G \simeq \begin{cases} \left[5.10^{-3}\right] \text{ m/V} \pm 50\% \\ \left[5 \pm 2,5\right] \text{ mm/V} \end{cases} \qquad \text{(3.XI)}$$

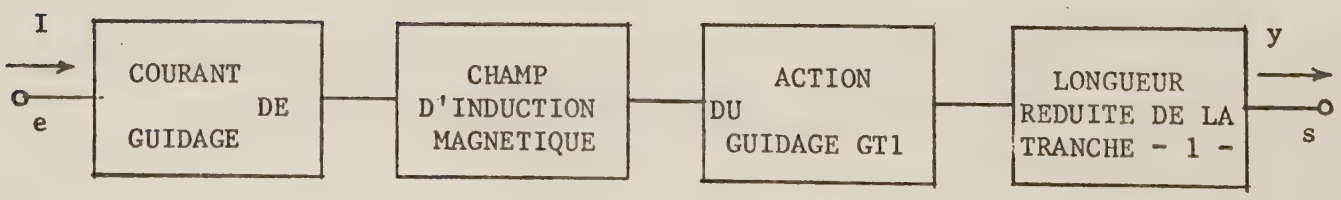
La valeur moyenne du gain de l'actionneur est de 5mm/V avec une fluctuation possible de $\pm$ 3dB liée à la variation de gain de "l'action du guidage" et de la "longueur réduite de la tranche", en fonction des énergies fournies en amont et aval du guidage, dans la dynamique du courant faisceau : $20 \leq \hat{I} \leq 300$ mA.

SECTIONS UTILISEES	ENERGIE A VIDE (MeV) S_1	S_2	S_3	S_4
Conditions expérimentales du 20/XII/71 S_1 , S_2 , S_3 , $\overline{S_4}$	20,2	54	64	0
Conditions identiques + section 4 (+64MeV) S_1 , S_2 , S_3 , S_4	20,2	64	64	64
Perturbation (+10 MeV) avant guidage S_1 , S_2 , S_3 , S_4	20,2	64	64	64
Idem, sans S_4 S_1 , S_2 , S_3 , $\overline{S_4}$	20,2	64	64	0
Perturbation uniforme de -10% en énergie S_1 , S_2 , S_3 , $\overline{S_4}$	18,2	48,6	57,6	0
Idem, avec section 4 S_1 , S_2 , S_3 , S_4	18,2	48,6	57,6	57,6

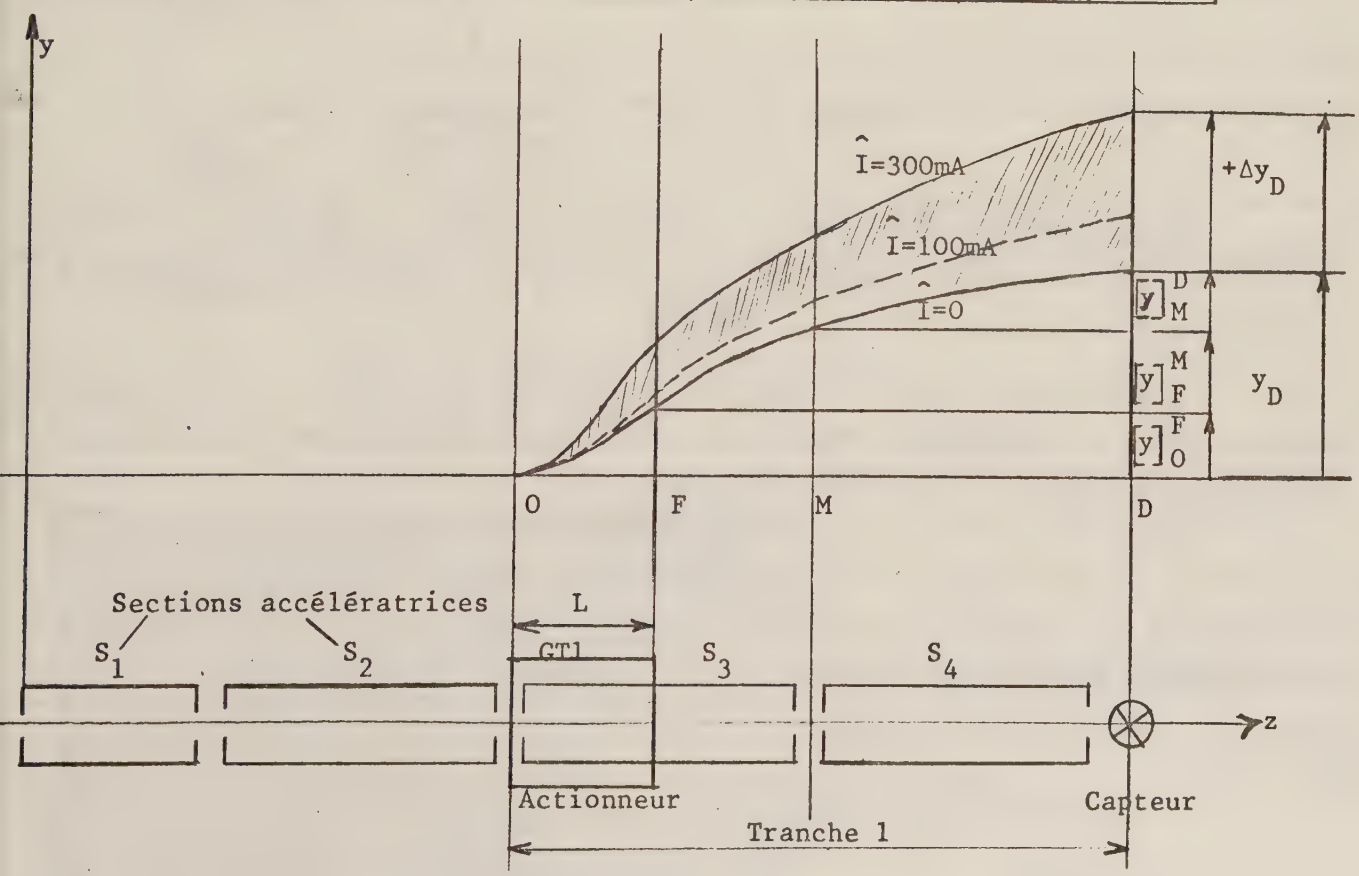
$$G = \frac{y(mm)}{I(mA)}$$

(1) $\hat{I}$: courant de faisceau

(2) I : courant de guidage



DEFLEXION A ENERGIE NOMINALE $\hat{i}_F = 0$ (1) $y = K.10^{-3}\hat{i}_{mm.}$ (2)						GAINS $G = M.10^{-3} = \frac{y(mm)}{I(mA)}$		
		K				M		
y_O	y_F	$y_M - y_F$	$y_D - y_M$	$y_D - y_F$	$y_D - y_O$	G_{min} [$\hat{I}$=0]	G_{max} [$\hat{I}$=300mA]	G [$\hat{I}$=100mA]
0	3,5	38,5	45,6	/	79,6	79,6	122,6	93,9
0	3,5	/	/	66,7	70	70	88,9	76,3
0	3,15	/	/	62,25	65,4	65,4	83	71,3
0	3,15	35,55	42	/	73,4	73,4	113	86,6
0	3,9	43,3	50,9	/	89	89	142	106,7
0	3,9	/	/	74,5	78,4	78,4	101,9	86,2



II IDENTIFICATION DE LA COMMANDE

La méthode harmonique va nous permettre d'identifier l'alimentation de guidage. L'utilisation de cette méthode est justifiée lorsque le système est linéaire, suffisamment rapide et lorsque le temps d'expérimentation n'est pas trop pénalisé.

Le système à identifier est celui représenté par la Fig.3.8.

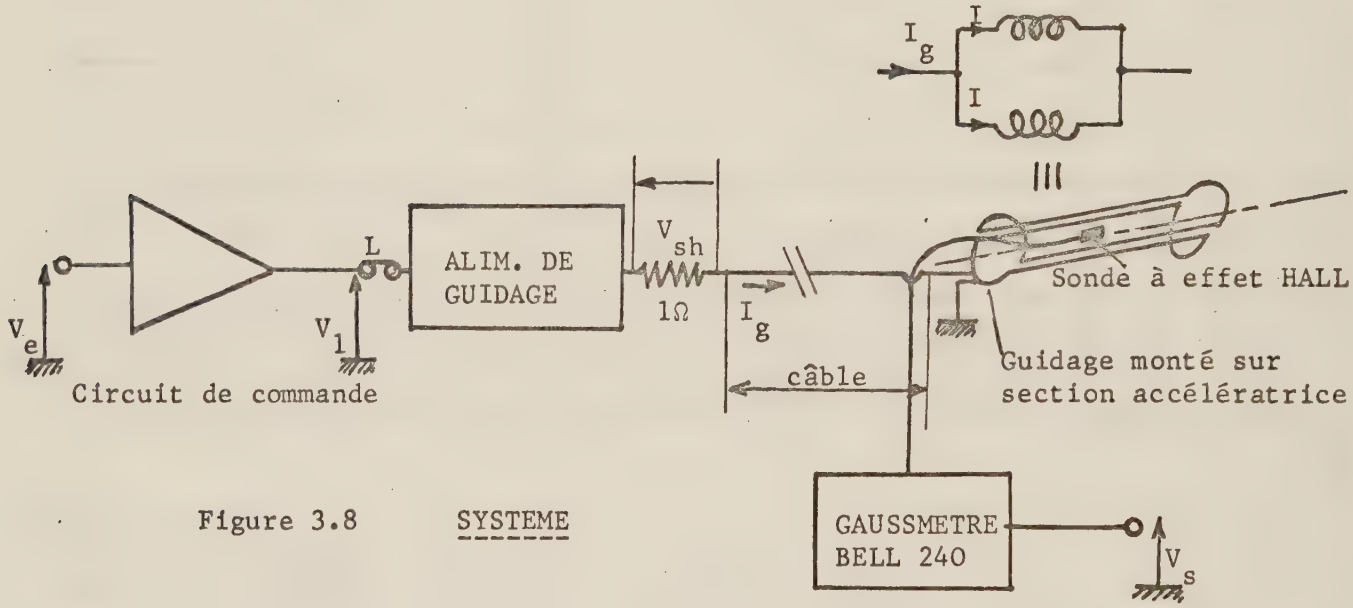
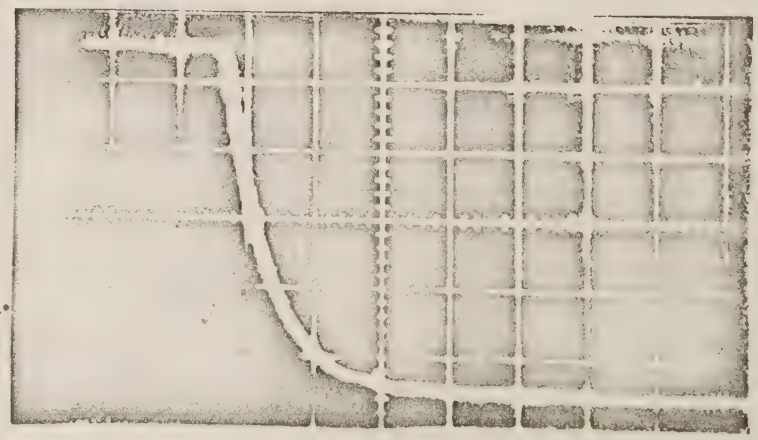


Figure 3.8 SYSTEME

Le guidage est monté sur une section accélératrice de type 'extension'. Le champ d'induction magnétique de guidage est capté par une sonde transverse à effet Hall, placée dans l'axe de la section.

L'hypothèse de quasi linéarité est vérifiée par application de signaux rectangulaires de différentes amplitudes qui permettent également d'obtenir la réponse indicielle de l'actionneur (Fig.3.9).



REPONSE INDICIELLE DE L'ACTIONNEUR

V_s pour V_e =+960mV. Echelle Gaussmètre : 3G.
B.de T: 0,1s.cm ; Ampli V:0,5 V.cm.

Figure 3.9

La réponse harmonique de l'ensemble de guidage, attaqué par un signal sinusoïdal, est alors relevée dans un domaine fréquentiel de 0,5c/s à 100c/s (Fig.3.10)

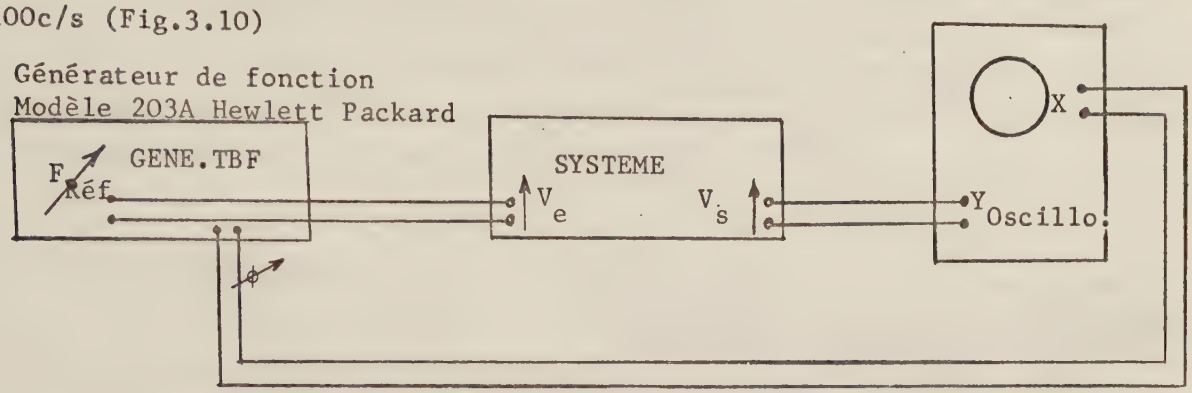


Figure 3.10

Les résultats nous conduisent à la représentation de BODE (graphe 60).

III EXPRESSION DE LA TRANSMITTANCE

Nombreuses sont les techniques permettant de passer du relevé expérimental de la réponse harmonique à une expression, factorisée ou non, de la transmittance en p.[82 à 88)]

Dans le cas simple qui nous intéresse, il est pratique de comparer les courbes de gain et de phase obtenues à des réponses typiques, en paramètres réduits, de systèmes du 1er et 2ème ordre [82)].

Nous voyons alors que les courbes expérimentales de gain et de phase se confondent avec la représentation d'un système du second ordre, jusqu'à la fréquence de 30c/s. Il est caractérisé par :

. sa pulsation propre ω_o = 160 rad/s

. son amortissement ζ = 1,5

La limite de validité du modèle avec le processus est donc 30c/s. Au-delà il faut introduire une 3ème constante de temps située bien au-delà de 100c/s. Or la bande passante du système en boucle fermée doit être de l'ordre de 10c/s. (Nous nous sommes fixés un temps de réponse de $\simeq$ 100ms). La détermination d'une constante de temps supplémentaire est donc superflue, et la transmittance peut s'écrire :

$$H(p) = \frac{G}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_o} p + \frac{p^2}{\omega_o^2}}$$

avec : . gain statique de l'actionneur (3.XI) : G = 5mm/V±3dB

. ζ = 1,5

. ω_o = 160 rad./s.

soit en factorisant :

$$H(p) = \frac{5 \pm 2,5 \ (mm/V)}{(1+\frac{p}{75})(1+\frac{p}{340})}$$

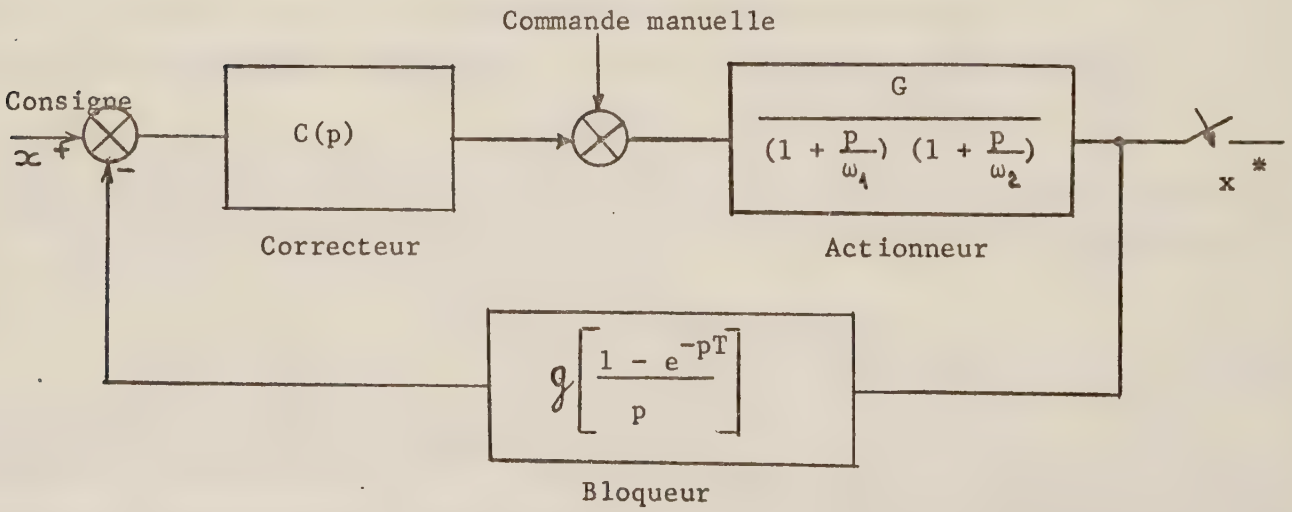
IV BLOC DIAGRAMME DE LA REGULATION

La transmittance du bloqueur d'ordre zéro est de la forme[79] :

$$H_o(p) = g. \frac{1-e^{-pT}}{p}$$

où le gain de l'ensemble capteur de position est g = 1V/mm

Le synoptique de la régulation dont la forme générale est transcrite au graphe 61 est donc équivalent à la représentation suivante (Fig. 3.11):



g = 1V/mm
G = (5 ± 2,5) mm/V
ω_1 = 75 rad/s
ω_2 = 340 rad/s

Figure 3.11 BLOC DIAGRAMME DE LA REGULATION

V DETERMINATION DU CORRECTEUR

Le réseau correcteur est calculé de telle sorte que la boucle fermée réponde aux performances de précision et de rapidité recherchées, en assurant les conditions de stabilité en tout point de la plage de courant faisceau et de dynamique énergétique.

1-*Précision* :

L'examen de la précision statique de la régulation nous conduit à distinguer une précision théorique et une précision technologique.

L'étude de la sensibilité de l'ensemble capteur nous a permis de fixer la précision technologique à mieux que ± 0,5mm.

L'écart statique théorique sera nul à condition que la boucle ouverte possède une intégration en aval de la consigne. Ce terme d'intégration doit figurer dans le correcteur C(p).

De plus, l'intervention de cette intégration, en amont de la perturbation possible due à la commande manuelle de l'alimentation de guidage, permet l'annulation de l'erreur statique ainsi causée.

2-*Rapidité* :

Le temps de réponse à un échelon de consigne ou de perturbation est fixé à :

$$t_r < 100 \text{ ms}$$

3-*Stabilité* :

Le temps de réponse imposé à un échelon conduit à une bande passante minimale admissible de 5c/s, le temps de réponse étant approximativement évalué par :

$$t_r = \frac{1}{2f_c} = \frac{\pi}{\omega_c}$$

Ce minimum requis doit donc correspondre aux conditions de fonctionnement les plus défavorables : valeur du gain la plus faible en boucle ouverte. Il entraîne donc, pour la valeur maximale du gain G, une bande passante de 10c/s.

La courbe de gain, en Bode, sera donc caractériséepar :

. une fluctuation de 6dB pour la valeur du gain,

. une pente -1 (ou 20 dB/décade, 6dB/octave) à la coupure de l'axe OdB.

Comme la bande passante requise est relativement faible par rapport à la fréquence d'échantillonnage du faisceau, 50c/s, l'estimation de la rapidité peut s'effectuer à partir de l'approximation, par le 1er harmonique, de la transmittance du bloqueur d'ordre zéro (Fig.3.12).

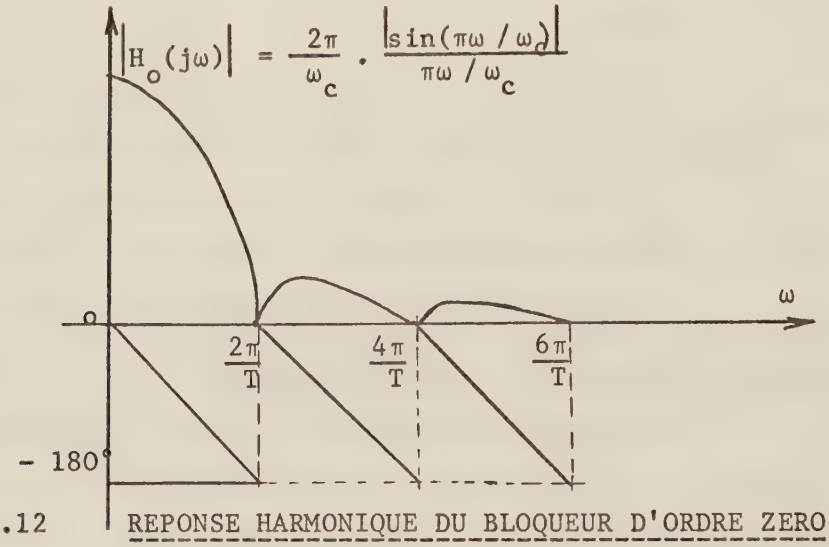


Figure 3.12 REPONSE HARMONIQUE DU BLOQUEUR D'ORDRE ZERO

Il introduit un déphasage de 180° pour une pulsation $\omega_c = \frac{2\pi}{T} = 314$ rad/s, où T = 20ms est la période d'échantillonnage du faisceau par le Linac.

Il apparaît que le premier pôle de la transmittance de l'actionneur devient gênant (pente-2). L'adoption d'un correcteur de type P.I. (action proportionnelle et intégrale) permet de compenser son effet. Le correcteur choisi a pour ~~admittance~~ transmittance :

$$C(p) = G_o \quad (1 + \frac{1}{p\,T_i})$$

où T_i serait égal à $\frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{75}$

Mais il est préférable de choisir une valeur de T_i inférieure à celle théorique afin d'assurer une marge de gain suffisante pour conserver une stabilité du système malgré les fluctuations de gain en chaîne directe.

En adoptant $T_i = \frac{1}{100}$, G_o est fixé par ω_c : (Fig.3.11) :

$$\frac{G_o}{\omega_c . T_i} . G . g = 1 \qquad \text{soit } G_o \simeq 0{,}04$$

Les marges de stabilité de la régulation sont les suivantes :

- marge de gain $6 < \Delta G < 12dB$
- marge de phase $30 < \Delta\phi < 60°$

pour $5 < f_c < 12$ c/s

La prévision requise et les dispersions observées ne nécessitent pas de méthode plus précise (telle l'utilisation de la transformée en z) que celle qui nous conduit à la représentation de Bode du graphe 62.

4- *Caractéristiques du correcteur* :

A partir des paramètres que nous venons de préciser, sa transmittance s'écrit :

$$C(p) = 0,04\ (1 + \frac{100}{p})$$

Elle correspond au bloc diagramme de la figure 3.13, dont la réalisation sur carte enfichable (N°3) à partir d'amplis opérationnels figure au graphe 63.

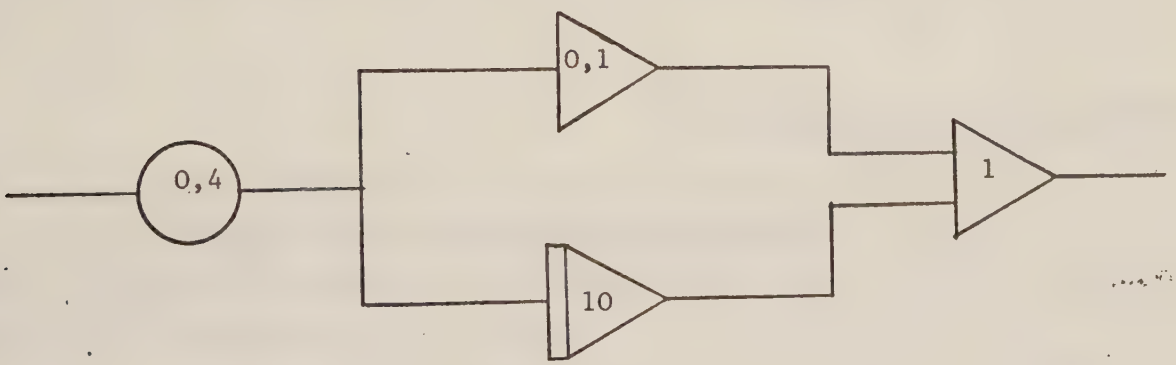


Figure 3.13 SYNOPTIQUE DU CORRECTEUR P.I.

VI DISPOSITIFS ANNEXES

Afin de rendre opérationnelle cette régulation, nous l'avons complétée par les éléments suivants :

1- *Indicateur de seuil d'écart de position* :

Des diodes électroluminescentes signalent que la position du centre de charge du faisceau se situe à l'intérieur d'une plage de 0,5mm autour de l'axe z de propagation, au droit d'un positionneur.

Elles s'éteignent lorsque le faisceau transgresse cet écart. Le circuit correspondant est donné par les figures 2 et 3 du graphe 64.

2- *Sécuritésde fonctionnement* :

a) Seuil de courant :

Nous avons vu que le positionnement automatique du faisceau est synchronisé par le front arrière du signal de tore.

Pour obtenir un déclanchement précis, stable et éviter qu'il se produise pour des signaux parasites, le seuil a été fixé pour un courant de faisceau $\hat{I} = 20\text{mA}$.

b) Remise à zéro de l'intégrateur :

En l'absence de courant de faisceau, même pour une coupure très brève, l'intégrateur de la correction est remis à zéro (comme après un cycle de prise de point). Sinon, dès l'apparition du faisceau l'intégrateur sature : le faisceau fortement défléchi sur les parois n'atteindrait plus les capteurs et l'absence de signal d'erreur maintiendrait stable cet état.

Cet ensemble de sécurités est représenté par la Fig.1 du graphe 64.

3- *Affichage de la consigne* :

La consigne normale (x=o, y=o) consiste à faire passer les électrons dans l'axe du Linac, donc des positionneurs. Mais le rôle de l'optique, en particulier du centrage, étant la meilleure transmission du faisceau,

il se peut que, par suite de mauvais alignement, de défauts de champ de focalisation à composantes radiales localisées, ou par fluctuation de niveau des bâtiments, cette consigne ne corresponde au réglage optimal.

Dans ce cas les tirs types permettent de déterminer la consigne souhaitable, comme ce fut longtemps le cas au niveau de l'intertranche 5.

Nous avons réalisé un affichage de consigne, par niveau analogique à commande potentiométrique, 10 tours (Fig.3.14). L'affichage possible de l'écart est de ± 5mm en x et en y, avec la correspondance :

1 tour de pendulette ⟺ 1mm d'écart de position

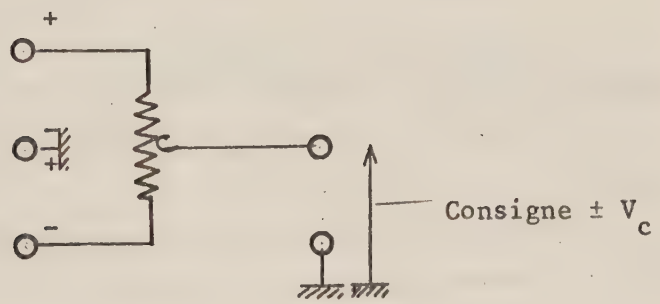


Figure 3.14 AFFICHAGE DE CONSIGNE

B- EXPERIMENTATION

Des essais systématiques ont été effectués sur la tranche 1 du Linac. L'affichage des paramètres d'un tir type fournit un faisceau sur l'extension de la machine. Le positionnement automatique permet alors d'optimiser la transmission sur la tranche 1 et de la maintenir malgré toute perturbation usuelle.

Deux séries d'expériences ont été réalisées :

. d'abord un fonctionnement en boucle fermée sur la voie x de la tranche.

. puis des essais systématiques avec les voies x et y, qui ont permis de vérifier l'hypothèse fondamentale de départ : indépendance, dans la zone paraaxiale, des réglages suivant les axes $\vec{x}$ et $\vec{y}$.

Dans l'un et l'autre cas, les observations communes suivantes ont porté :

- sur la réponse à un échelon de consigne dans la dynamique du courant.
- sur la réponse à des perturbations : variation brutale du courant de faisceau, suppression ou addition de la h.f. d'un poste modulateur.
- sur la stabilité du système en durée et reproductibilité.

I REPONSE A UN ECHELON DE CONSIGNE

Elle est relevée pour les écarts de position compris dans la plage ± (0,5 à 9)mm et pour des courants de faisceau variant de 20 à 350mA.

La réponse s'effectue en 2 à 3 impulsions, soit un temps moyen de 40 à 60ms, ce qui satisfait bien à $t_r \leq 100$ms. Le graphe 65 donne des réponses typiques pour un échelon de 3mm, et des courants de 50mA, 100mA, et 300mA. La durée des créneaux, 20ms pour la fréquence de répétition à 50c/s donne automatiquement l'échelle des temps.

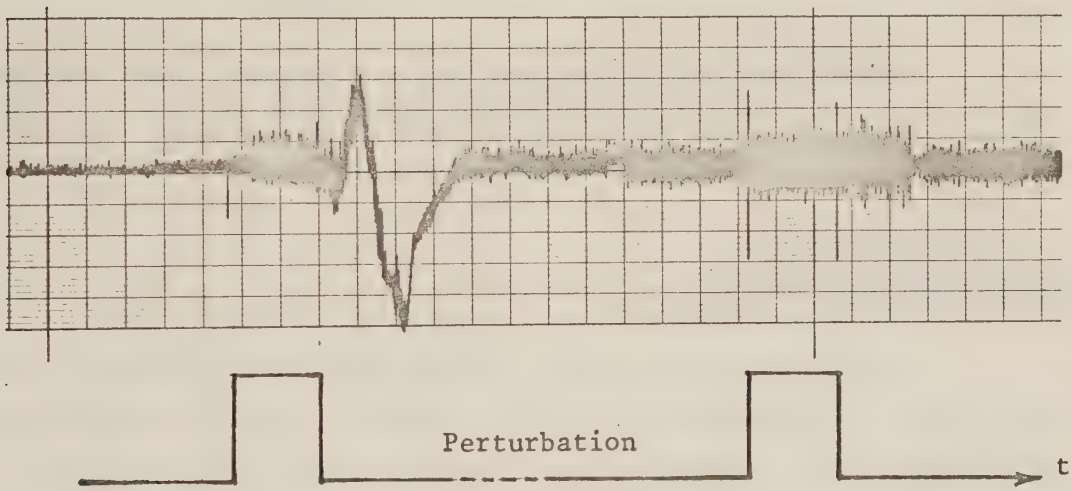
Le bruit de fluctuation crête autour d'une position d'équilibre est pratiquement inférieur à ± 0,5mm. Le type de réponse est identique pour une consigne d'affichage autre que (x=o, y=o) comprise dans la plage ±5mm.

II REPONSE A DIFFERENTES PERTURBATIONS

1- La variation rapide du courant de faisceau, passant de 20 à 350mA et inversement, produit une perte quasi-totale de transmission en boucle ouverte, tandis que cette perturbation a un effet imperceptible en chaîne fermée.

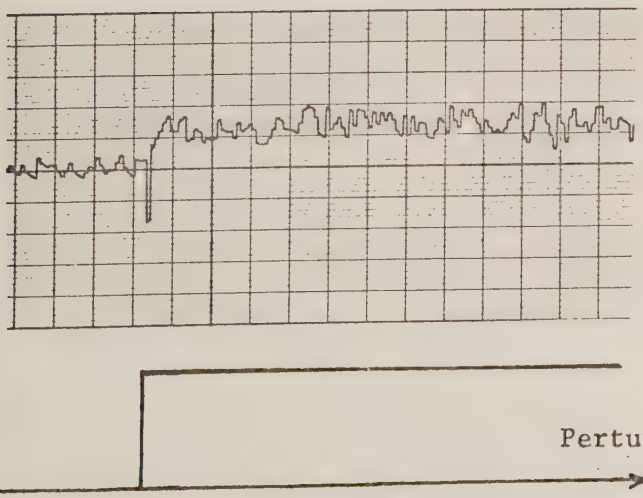
2- Coupure momentanée d'un poste modulateur donc du champ électrique accélérateur sur une section, (S3), entraînant une perte importante d'énergie pour les particules (voir tableau pages 128.129).

Boucle ouverte Boucle fermée

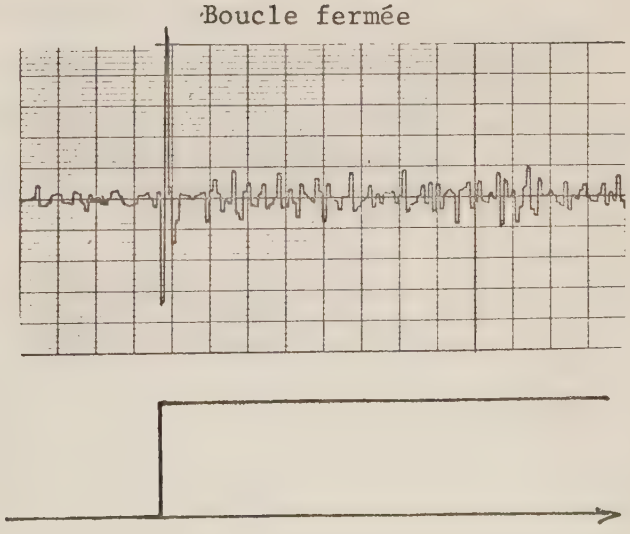


3-Arrêt d'un poste (poste 3) :

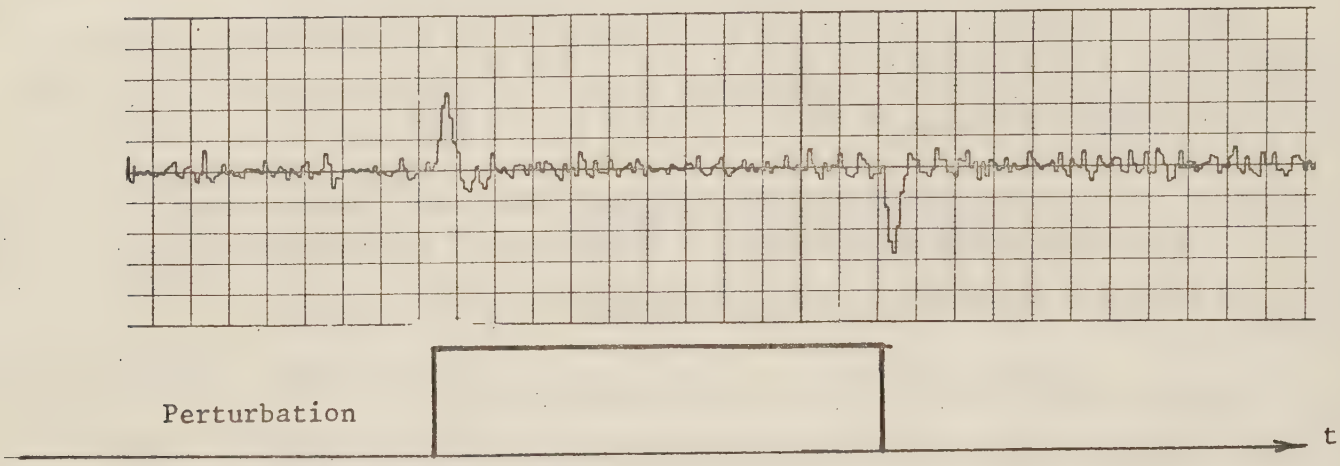
Boucle ouverte



Boucle fermée



4- Perturbation en échelon sur la commande manuelle du guidage (GT_1H)



Remarquons que le système se repositionne à zéro avec une erreur statique nulle, au bruit près, neutralisant toute fausse manoeuvre manuelle de guidage, lorsque le système est bouclé.

III STABILITE DU SYSTEME

Les conditions de stabilité assurées par l'étude de la boucle, en particulier du correcteur, sont vérifiées dans toute la dynamique de courant et d'énergie de la tranche 1. La régulation, dans les conditions expérimentales du tableau des pages 128-129, a satisfait à des essais de coupure et mise en fonctionnement répétitifs, ainsi que de longue durée.

En durée, aucune dérive perceptible de position du centre de charge du faisceau n'est observée après des tirs répétés de 24h, en boucle fermée. (Photo a, du graphe 66). Tandis que cette position dérive aléatoirement en boucle ouverte, surtout en début de tir, comme l'ont révélé des essais systématiques de démarrage. (Photo b, du graphe 66).

C O N C L U S I O N

Lors de cette étude, nous avons abandonné le traitement habituel des signaux des capteurs de l'Accélérateur, consistant à amplifier des impulsions de courte durée, t = 1,5 µs, puis à les intégrer dans l'intervalle, T = 20 ms. Il conduisait, pour l'application qui était la nôtre, à de grands gains en boucle ouverte, avec les inconvénients qui en découlent : dérives continues -causes d'une erreur statique importante-, et fortes constantes de temps d'intégration affectant la réponse indicielle du système bouclé.

En remarquant que l'information de position délivrée par le capteur est naturellement échantillonnée par le faisceau, et en la mettant en mémoire entre deux prises de point, à l'aide d'un circuit bloqueur d'ordre zéro, nous nous affranchissons des deux pénalisations précédentes.

*

* *

L'asservissement élémentaire de position réalisé est apte à répondre en 2 à 3 impulsions -soit un temps moyen de 40 à 60 ms avec une fréquence de répétition de 50 c/s- à des écarts de position en x et y, simultanés ou non. Ces derniers sont compris dans une ouverture utile de 18 mm correspondant au diamètre des iris de cavités en fin de sections accélératrices.

Comme prévu, aucune diaphonie n'est observée entre les voies horizontale et verticale.

.../...

Par le choix du capteur, cavité TM_{120} accordée à 3 Gc/s, nous avons une définition absolue du faisceau centré qui ne se retrouve pas sur la plupart des autres types de moniteurs à mesure différentielle, donc susceptible de dérive.

Une transmission optimale du faisceau peut, par suite de désalignement, exiger une consigne différente de (x = 0, y = 0). Il est possible de l'afficher, quelle que soit sa valeur dans la plage (-5 mm $\leq x,y \leq +5$ mm).

La fluctuation autour de la position d'équilibre est inférieure à 0,5 mm, malgr les entrées secondaires que constituent les différentes perturbations. Une modification brutale de la valeur du courant d'un ordre de grandeur ou une variation de l'énergie du faisceau de 50 % en début d'accélérateur ne pertube pas la régulation -erreur statique-. Il en est de même pour une fausse manoeuvre sur la commande manuelle de guidage lorsque le système est bouclé.

*

* *

En raison de ses performances, il y aurait intérêt à utiliser un tel système dans les conditions particulières de fonctionnement suivantes :

. cadences rapides de tirs de courte durée où le temps de réglage doit être minimisé par rapport au cycle utile.

. fort niveau de puissance transportée par le faisceau, en valeur moyenne ou en valeur crête.

Le prochain rôle de l'extension dans la production des positrons pour le D.C.I. semble réunir des conditions propices à l'utilisation d'une telle régulation.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1) L. BURNOD Installations and control - Linear accelerators - Ed. P.M. Lapostolle et A.L. Septier. North Holland publishing company. 1970.

2) P. BRUNET, R. CHEHAB, M. PLAGES Linac-Impulsions courtes, fort courant. Dispersion en énergie due à la charge par le courant - Groupe ACO - NI/75-71 du 26/11/71.

3) P. BRUNET, X. BUFFET, L. BURNOD, G. DARDENNE, R. LIOT L'Accélérateur Linéaire et sa récente extension -l'Onde Electrique. Vol.49 Fasc.7 n° 508-509, juil.août 1969.

4) I.G.N. Compte-rendu des travaux pour l'année 1971. E.N.S.-Orsay - L.A.L.-par l'Institut géographique National. Direction de la géodésie.

5) X. BUFFET Optique : -I-Focalisation - notice d'exploitation n° 82 E15 Service faisceau. X.B./L.N. n° 36-69 - L.A.L.

6) L.M. AH.HOT Etude de la focalisation d'un faisceau d'électrons ultra-relativistes dans un accélérateur linéaire. Application à l'Accélérateur Linéaire d'Orsay. Thèse de doctorat 3ème cycle. L.A.L. 1178-1967.

7) H. BORIE, M. PLAGES Optique : -II-Centrage - notice d'exploitation n° 82 E15 Service faisceau - H.B./P.S. n° 26-68 sept.68 L.A.L.

8) MASSAT, BRANET, PERESAN Mesures effectuées sur l'Accélérateur Linéaire de la Faculté d'Orsay - Etude n° 18132 nov.1971 - Direction de l'Equipement. Service des Etudes.Laboratoire Réception-Office de Radiodiffusion Télévision Française.

9) H. BORIE Déflexion du faisceau soumis à l'action des champs parasites - Note technique n° 82 E8 oct.1966 Service faisceau.

10) Y. ROCARD Electricité 2ème édition - 1956 - Masson.

11) M. PLAGES Résultats de mesures.

12) R. BERGERE Problems connected with the measurement of accelerated electron beam characteristics. Linear Accelerators. P.M. Lapostolle, A.L. Septier Editors. North Holland, 1970.

13) H. MILLEON Note sur un mesureur de position de faisceau - Service de Physique des Plasmas - Laboratoire Hyperfréquence 17/05/64.

14) J. BECHADE, P. LE BAUD Mesure de la position du faisceau d'électrons A.L.S. Onde Electrique Vol.49 fasc.11, n°513, déc.1969.

15) J.W. DE WIRE Comments on beam monitoring at Cornell - Ithaca - Symposium on beam intensity measurement. Daresbury 68-Proceedings.

16) M. SWARS Intensitäts unabhängige Lagemessung beim gepulsten Elektronenstrahl- Desy 65/4 Mai 1965. Beschleuniger.

17) W. KRIENS und W. RADLOFF Induktive Lagemessung des umlaufenden Electronenstrahls im Synchrotron von Desy unter Ausnutzung der 1Mc/s-Umlaufstruktur. (Mesure inductive de la position d'un faisceau d'électrons circulant dans le Synchrotron Desy en utilisant une structure périodique accordée à 1Mc/s) Interner Bericht Desy - S1-68/1 jul.1968.

18) J. FONTAN, G. ROUX (Thomson CSF) Les mesures sur le faisceau. L'A.L.S Onde Electrique Vol.49 fasc.11 n° 513 déc.1969.

19) D.V. LAND Beam monitoring for the Glasgow Linear Accelerator - Symposium on beam intensity measurement Daresbury 68 - Proceedings.

20) R.L. REDGRAVE Diagnostic equipment in high energy beam lines. Rutherford High Energy Laboratory - Chilton - Berkshire - Symposium Daresbury 68.

21) S. BATTISTI Etude des transformateurs de mesure. Cern/MPS/CO 69-15 28 août 1969.

22) M. HAGE-ALI Etude et réalisation d'un mesureur à induction au S.C. d'Orsay-I.P.N. Thèse 3ème cycle 16/02/71.

23) SYMPOSIUM ON BEAM INTENSITY MEASUREMENT Daresbury 22-26 April 1968, proceedings edited by V.W. Hatton and S.A. Lowndes.

24) I.E.E.E. TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE - juin 1971 - Vol.NS 18 n°3.

25) D. ISABELLE Slac report 25 Pt I, Sec.C, 1963.

26) T.K. TRUONG Intégration coup par coup du courant de faisceau d'un accélérateur pulsé - Thèse R.I. 1967/12 - L.A.L. Orsay.

27) D. HORELICK and R.S. LARSEN Digital computer error analysis of a resonant toroid charge monitor. SLAC report n° 100, march 1969.

28) R.S. LARSEN and D. HORELICK A precision toroidal charge monitor for SLAC. Proceedings of the Symposium on beam intensity measurements. Daresbury, April 1968.

29) R.S. LARSEN Toroidal charge monitoring systems, SLAC PUB.947 (EXPI) august 1971.

30) R. YAMADA Feedback type induction probe. Université de Tokio 1961. Rapport interne - INSJ 43 TH 41.

31) R. YAMADA New magnetic pickup probe for charged particle beams. Japanese journal of applied physics. Vol. 1 n° 2, august 1962.

32) W.E. SHOEMAKER Development of a toroid and integrator for monitoring high current, pulsed, ion and electron beams - Livermore Research Laboratory - California - LRL 105 Instrumentation 1954.

33) BESS, OVADIA and VALASSIS External beam. Current Monitor for Linear Accelerators - Rev. Sci. Instrum. , Vol. 30, n° 11 nov.59, pp 985-8.

34) R. YAMADA On a magnetic pick-up probe for charged particle beams. Institute for Nuclear Study - Tokyo - Report INSJ-37 TH 39 apri1 61.

35) M.E. ABDELAZIZ Design characteristics of Beam Current Monitors Pts (1) and (2)- Argonne National Laboratory - Internal Report M.E.A. 3 Jan.1961 - M.E.A. 4 Jul.1961.

36) D. ISABELLE La mesure de l'intensité du courant produit par un accelerateur linéaire. Onde Electrique n° 421 - 04/62.

37) R. BERGERE, E.DELEZENNE, et A. VEYSSIERE Etude de moniteurs de courant pour un accélérateur linéaire d'électrons. Nuclear Instruments and Methods 15, 1962 - 327-354.

38) J.T. HYMAN Toroidal transformers, and preamplifiers for transparent beam current monitors. National Institute for Research in Nuclear Science. NIRL/R/30 mars 1963.

39) G. RENZLER Rivelatori di corrente per il linac con transformatori di impulso. Laboratori Nazionali di Frascati - Rapport LNF 65/37 Oct.1965.

40) R.S. LARSEN Design of beam position and charge monitoring circuits for the Stanford two-mile accelerator - SLAC Report n° 63, may 1966.

41) K. UNSER Beam Current Transformer with DC to 200 Mc/s range. Transactions on Nuclear Science. N.S.-16, n°-3, june 1969-pp.934-938.

42) R. BERGERE, A. VEYSSIERE and P. DAUJAT Linac Beam Position Monitor. Review of Scientific Instruments. Vol.33, n°12, dec.1962.

43) A. AQUIOUPOU, H. BORIE, R. CHEHAB Note sur la sensibilité d'un positionneur à boucles - note technique n° 82 F2-Service Accelerateur 1/9/65 - L.A.L.

44) P. BRUNET, J. DOBSON, M.J. LEE, C.B. WILLIAMS Microwave beam position monitors, TN 64/45. Stanford - Jul.1964.

45) G. CALLEDE Mesureur de décentrage de faisceau à cavité résonante en mode TM_{110} réf. G.C./1235/ET 15/06/64.

46) B. ANDERSON and S.M. MATIN presented by M. FOTINO R.F. Loop monitor for the Synchrotron electron beam. Cambridge Electron Accelerator (C.E.A.) - Harvard University - Cambridge - Mass - Symposium on beam intensity measurement. Daresbury 22-26 April 1968 - Proceedings Ed. by V.W. Hatton and S.A. Lowndes.

47) W. EBELING R.F. Loop monitor - Interner Bericht Desy S1.71/5. nov. 1971.

48) T.W. AITKEN Cavity and toroid monitors at Daresbury. Nuclear Physics Laboratory - Lancashire - Symposium Daresbury. April 1968 Proceedings.

49) K.B. MALLORY et al Instrumentation and control. The stanford two-mile accelerator. R.B. NEAL Editor-1968- W.A. BENJAMIN. Inc. New-York- Amsterdam.

50) E.V. FARINHOLT et al Microwave beam position monitors at SLAC IEEE Transactions on Nuclear Science-June 1967.

51) A. SEPTIER Théorie et technique des accélérateurs de particules-IX-Guides d'Ondes-Cavités-Mesures en haute fréquence-Enseignement du 3ème Cycle. INSTN.

52) R. CHEHAB Mesure de l'extension en phase des paquets d'électrons - Rapport L.A.L. n°1180 - juil. 1967.

53) R. RIGAL Les hyperfréquences - Circuits et propagation des ondes-Collection technique de CNET.

54) GINZTON Microwave measurements. Mac Graw - Hill.Book Company.

55) L. LHERITIER Etudes et réalisations de cavités E.M. en micro-ondes Tome I, rapport L.A.L. 39, juil. 1967.

56) L. LHERITIER, L. MELARD Théorie de la méthode des perturbations et ses applications comme méthode de mesure sur des cavités. Rapport L.A.L. 40, juil. 1967.

57) C. G. MONTGOMERY Technique des mesures en micro-ondes Tome I.

58) W.J. GALLAGHER Mesure de l'impédance shunt des structures périodiques. Onde Electrique - fev. 1961

59) COSTA (Bureau d'étude du service de) dossier d'étude mécanique du positionneur n° 216 (20.02.67).

60) G. CALLEDE Mesureur d'intensité à cavité résonante pour un faisceau d'accélérateur linéaire. Rapport L.A.L. 21, juin 1962.

61) G. CALLEDE Rapport complémentaire au L.A.L. 21 - L. A.L. 29 janv.63.

62) H. ZYNGIER L'impédance shunt des cavités radiofréquences. Rapport L.A.L. 25,juil.1962.

63) O. ALTENMUELLER and P. BRUNET Some R.F. Characteristics of the beam phase reference cavity SLAC Stanford TN 64-51, sept.1964.

64) D.R. HAMILTON et al Klystrons and microwave triodes. M.I.T. Radiation Laboratory series. Vol. 7. Mac Graw Hill.

65) T. MORENO Microwave transmission design data. Dover Publications Inc. New York.

66) COSTA (Bureau d'étude du service de) dossier d'étude mécanique de la cavité référence de phase et du tore ϕ100. n° 5.02 62.

67) L. LHERITIER Mesures sur les détecteurs d'enveloppe accordables ou non à F = 3Gc/s. Rapport L.A.L. 38, juin 1967.

68) HEWLETT PACKARD Hot carrier diodes - H.P. 5082-2824/25. Technical data,1jan 1970.

69) TERMAN Electronic and radio engineering. Ed. Mac Graw Hill Book Company.

70) A.T.N.E. (Société) Etude d'un système de détection à 3Gc/s. 06/70.

71) P. LAPOSTOLLE Introduction à l'étude des accélérateurs linéaires INSTN (1966).

72) G. AMSEL, R. BOSSHARD, R. RAUSCH and C. ZAJDE Time domain compensation of cable induced distortions using passive filters for the transmission of fast pulses. The review of scientific instruments. Vol. 42 - n° 8, august 1971.

73) G. AMSEL, R. BOSSHARD and C. ZAJDE Shortening of detector signals with passive filters for pile-up reduction. Nuclear Instruments and Methods 71 (1969) 1-12.

74) H. BORIE Performances des cables coaxiaux utilisés sur le linéaire 2,3 GeV pour la transmission des informations de capteurs (mesureurs directs du faisceau). Note technique n° 82 j4, service exploitation HB/MM n° 64/72, juin 1972.

75) P. ROUDIER, J.C. BOURDON Préamplificateur d'impulsions -mesure du courant et de la position du faisceau- service electronique accélérateur (DANON).

76) R. CHEHAB, J.L. MICHARD Compte-rendu de visite à Desy. Groupe anneaux de collisions. CRM/1-72-22 fev. 1972.

77) B. ANDERSON and S.M. MATIN (presented by M. FOTINO) - R.F. Loop monitor for the synchrotron electron beam Cambridge accelerator (C.E.A) Harvard University - Cambridge, Mass.

78) J. K. MILLARD, T.A. LEWIS and G.W. ALLIN Beam current monitor for the Oak Ridge electron linear accelerator. (Tennessee) I.E.E.E. Trans. Nuclear Science. I NS 18 (1971) n° 3-929.

79) P. LEFEVRE Analyse des systèmes échantillonnés linéaires. Théorie et pratique des asservissements. E.S.E.

80) L. BURNOD Influence du courant sur l'énergie dans un accélérateur- Onde Electrique n° 435, juin 1963.

81) A. DAMANY Alimentations centrage faisceau. Notice d'exploitation, n° 83 E1, 82 E16. Service électronique. AD/JC n° 27/68. sept.1968.

82) J.C. GILLE, P. DECAULNE, M. PELEGRIN Théorie et calcul des asservissements. Dunod 1958.

83) G. NEY Principes fondamentaux des asservissements linéaires E.S.E. 1968.

84) R. DUPERDU Théorie et pratique des asservissements. Etude des systèmes linéaires. Méthode des pôles et des zéros-du lieu des pôles E.S.E.

85) P. NASLIN Les régimes variables dans les systèmes linéaires et non linéaires. Dunod 1962.

86) G. DAVOUST Nomogrammes établis pour l'analyse et le réglage des systèmesindustriels. Automatisme tome X, n° 4, avril 1965.

87) R. CHAUSSARD, J. GRAUVOGEL, G. DAVOUST Mise en oeuvre de la régulation d'un processus industriel. E.D.F. Direction des Etudes et Recherches. Département A.M.P. sept. 1967.

88) V. STREJC Détermination approchée des caractéristiques de régulation d'un processus apériodique. Automatisme, tome V, n° 3 mars,1960.

LISTE DES GRAPHES

Graphes 1 : Orientation de l'Accélérateur Linéaire et champ magnétique terrestre.

2 : Déflexion du faisceau sous l'influence des champs parasites.

3 : Atténuation apportée par des blindages magnétiques.

4 : Traitement thermique du mu-métal.

5 : Atténuation et Perméabilité d'un cylindre de mu-métal, avant et après recuit.

6 : "Blindages électriques" et bobines de guidage.

7 : Bobine de dégaussage. Disposition des bobines.

8 : Champs parasites continus et lentement variables au niveau d'une section accélératrice.

9 : Composante longitudinale axiale de champ magnétique produit par les bobines de focalisation équipant une section accélératrice.

10 : Guidages

11 : Positionneur à boucles apériodiques du type Bergère.

12 : Courant de faisceau.

13 : Traitement de l'information de position.

14 : Champ électrique dans la cavité TM_{120}. Distribution suivant λ_g.

15a: Distribution du champ E_z à l'entrée de la cavité TM_{120}.

15b: " " " " au milieu " " " "

15c: " " " " en fin " " " "

16 : Détermination de Q_o, $Q_{ext.}$ et $Q_{ch.}$ du moniteur à partir du lieu d'impédance. (Abaque de Smith).

17 : T.O.S. en fonction de la fréquence-valeur de Q_o, $Q_{ext.}$ et Q_{ch}.

18 : Mesure de la fréquence de résonance du positionneur (wobulateur) ; Q_{ch} à partir de la bande passante à 3dB.

19 : Cavité positionneur : $I^2 = f\left[P\right]$.

20 : " " : $v = k\left[P\right]^{1/2}$

21 : Montage expérimental du positionneur prototype.

22 : Phase du signal de cavité TM_{120} en fonction de l'écart par rapport à l'axe de propagation.

23 : Positionneur : $\hat{P} / \hat{I}^2 = f(x)$.

24 : Sensibilité du positionneur. Histogramme.

25 : Sensibilité du positionneur. Droite de Henry.

26 : Bruit de fond et seuil de sensibilité du moniteur de position.

27 : Coupe d'un ensemble positionneur horizontal et vertical.

28 : Ensemble de mesureurs du faisceau direct montés sur un espace intertranche : positionneur H et V, tore I, cavité référence de phase.

29 : Lieu d'impédance de la cavité réentrante. Abaque de Smith.

30 : Mesure par wobulation de la fréquence de résonance de la cavité réentrante.

31 : Cavité réentrante : mesure de $\left[R/Q\right]$ - méthode des perturbations.

32 : Coupe de la cavité réentrante lors de la mesure de l'impédance shunt.

33 : Mesure du coefficient de transit par la méthode de perturbation de la fréquence : $E_z . \cos \frac{2\pi}{\lambda_o} . z = f(z)$

34 : Idem $\left[\Delta F\right]^{1/2} = f(z)$

35 : Coupe de la cavité référence de phase et du tore mesureur de courant.

36 : Plan d'ensemble de la lecture de position.

37,37bis Comparateur de phase à 3Gc/s-composants.

38 : Déphaseur à 3Gc/s - Adaptation en fonction du déphasage.

39 : Etalonnage des diodes thermoïoniques. Dispersion des caractéristiques.

40 : Détection à diodes Schottky. Adaptation d'impédance.

41 : Comparateur de phase : sortie différentielle après détection.

42 : Etalonnage du comparateur de phase : $V = f\left[\pm Y\right]$.

43 : Comparateur de phase : élaboration de l'information de position et des signaux de contrôle.

44 : Capteur inductif à tore mesureur du courant direct.

45 : Mesure de l'inductance du capteur à tore fonctionnant en régime apériodique.

46 : Information délivrée par le mesureur à tore.

47 : Etalonnage des tores "directs".

48 : Transmission des informations de capteurs par coaxial : atténuation, réponse indicielle, correction à 3 filtres passifs en cascade.

49 : Allure de la correction pour un coaxial KX4 de 300 mètres avec 3 filtres passifs.

50 : Préamplificateur d'impulsion des tores "directs".

51 : Chaîne de mesure des tores "directs".

52 : Chaîne de mesure de position.

53 : Signal de position pour $I_o \simeq 150$ mA.

54 : Prélèvement de l'information de position et de courant : opérations séquentielles.

55 : Circuit de commande intégrateurs + suiveurs. Schéma théorique. Carte 1.

56 : Circuits bloqueurs et diviseurs. Schéma théorique. Carte 2.

57,57bis Bobines de guidage de tranche 1 : calcul approché et caractéristiques des bobines.

58 : Amplificateur de courant alimentant les guidages.

59 : Test d'une alimentation de guidage.

60 : Diagramme de Bode de l'actionneur (guidage).

61 : Synoptique de la régulation.

62 : Diagramme de Bode de la régulation : marges de gain et de phase.

63 : Circuits correcteurs à action proportionnelle et intégrale. Carte 3.

64 : Circuits de commande de relais, indicateurs de seuils, alimentation. Carte 4.

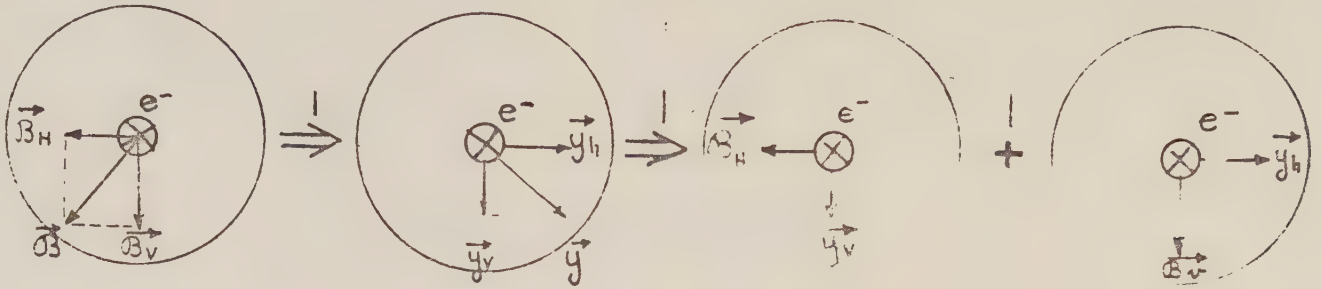
65 : Réponse de la régulation à un échelon de consigne.

66 : Stabilité du faisceau en boucle ouverte, fermée.

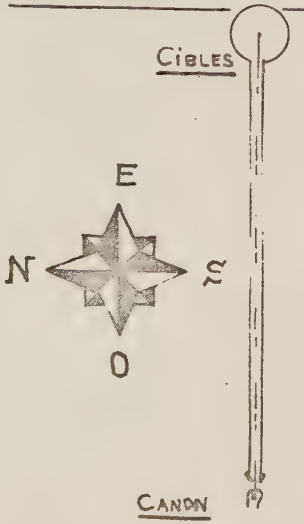
CHAMP MAGNÉTIQUE TERRESTRE : COMPOSANTES HORIZONTALE et VERTICALE

⇓

DÉFLEXION verticale et horizontale

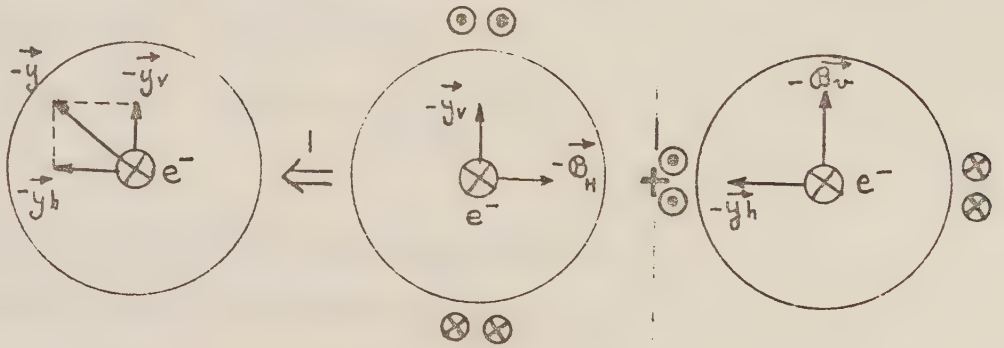


ORIENTATION DE L'ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE D'ORSAY

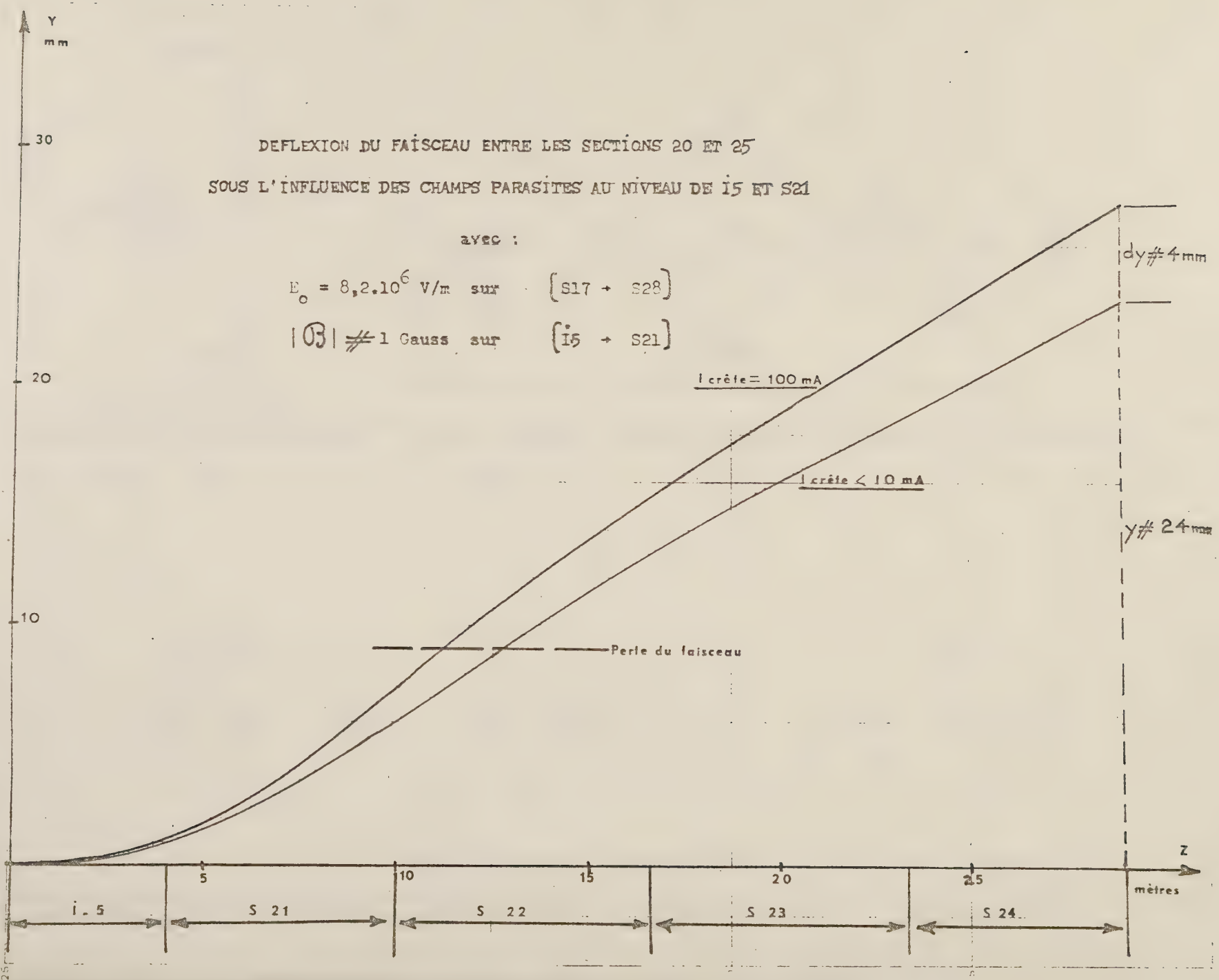


CORRECTION : BOBINES VERTICALES et BOBINES HORIZONTALES

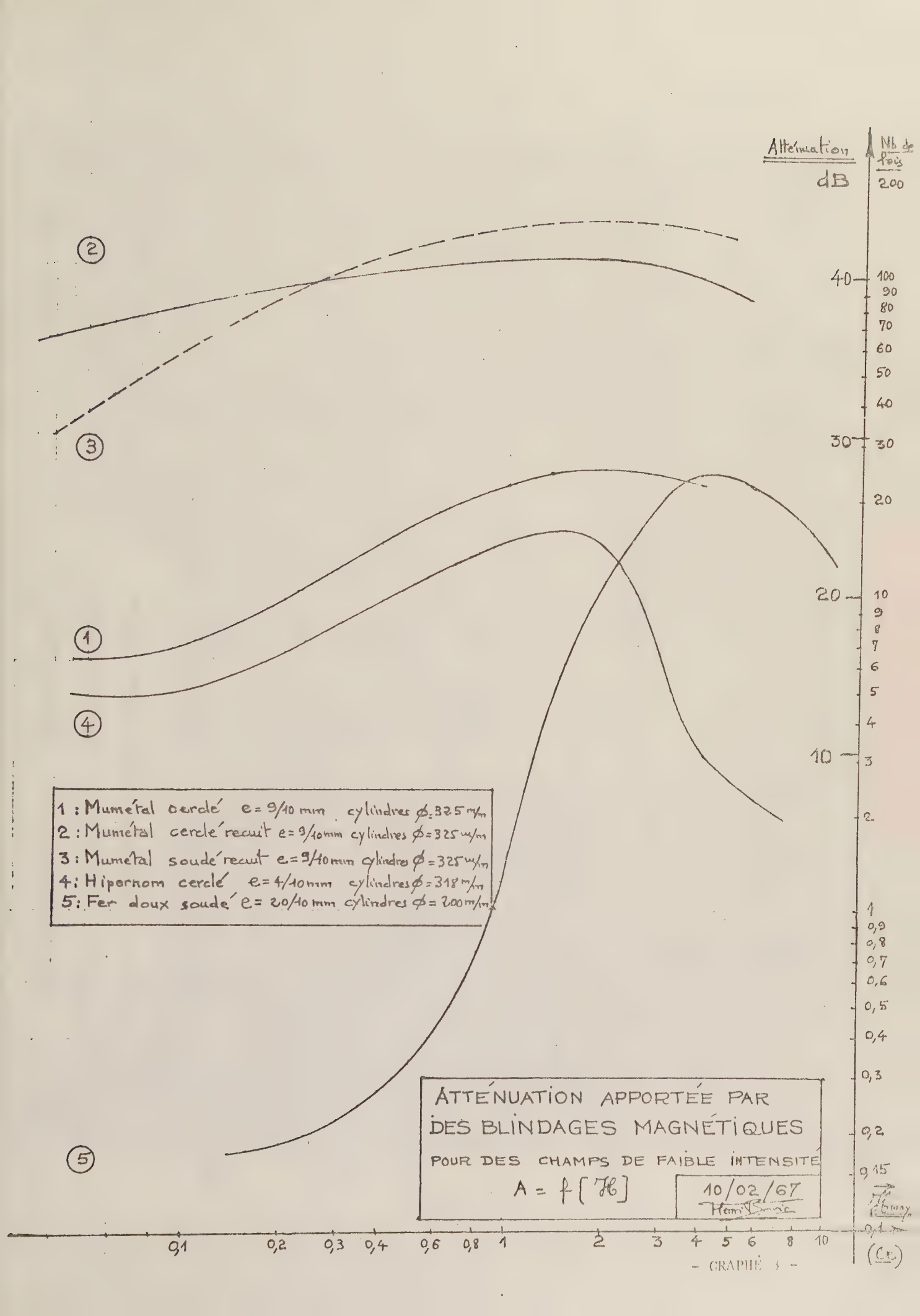
composantes Champ horizontal et Champ vertical



- GRAPHE 1 -

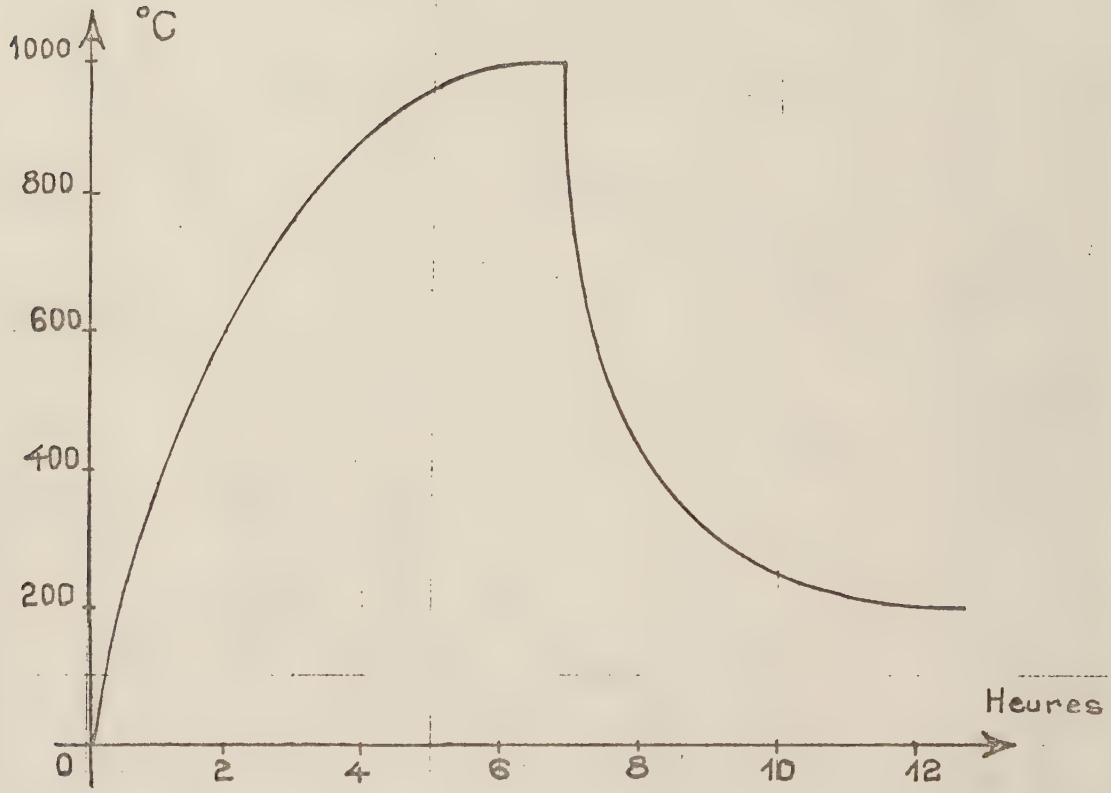

Y
mm
30
20
10
DEFLEXION DU FAISCEAU ENTRE LES SECTIONS 20 ET 25
SOUS L'INFLUENCE DES CHAMPS PARASITES AU NIVEAU DE I5 ET S21
avec :
E_o = 8,2.10^6 V/m sur [S17 → S28]
|B| ≠ 1 Gauss sur [I5 → S21]
dy ≠ 4mm
I crête = 100 mA
I crête < 10 mA
y ≠ 24mm
Perte du faisceau
Z
5
10
15
20
25
mètres
I . 5
S 21
S 22
S 23
S 24

- GRAPHE 2 -


Atténuation
dB
Nb de fois
200
40
100
90
80
70
60
50
40
30
30
20
20
10
9
8
7
6
5
4
10
3
2
1
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,15
0,1
2
3
4
5
6
8
10
0,1
0,2
0,3
0,4
0,6
0,8
1
(Oe)
1 : Mumétal cercle e = 9/10 mm cylindres ϕ 325 m/m
2 : Mumétal cercle recuit e = 9/10 mm cylindres ϕ = 325 m/m
3 : Mumétal soudé recuit e = 9/10 mm cylindres ϕ = 325 m/m
4 : Hipernom cercle e = 4/10 mm cylindres ϕ = 318 m/m
5 : Fer doux soudé e = 20/10 mm cylindres ϕ = 200 m/m
ATTÉNUATION APPORTÉE PAR DES BLINDAGES MAGNÉTIQUES
POUR DES CHAMPS DE FAIBLE INTENSITÉ
A = f [H]
10/02/67

- GRAPHE 3 -

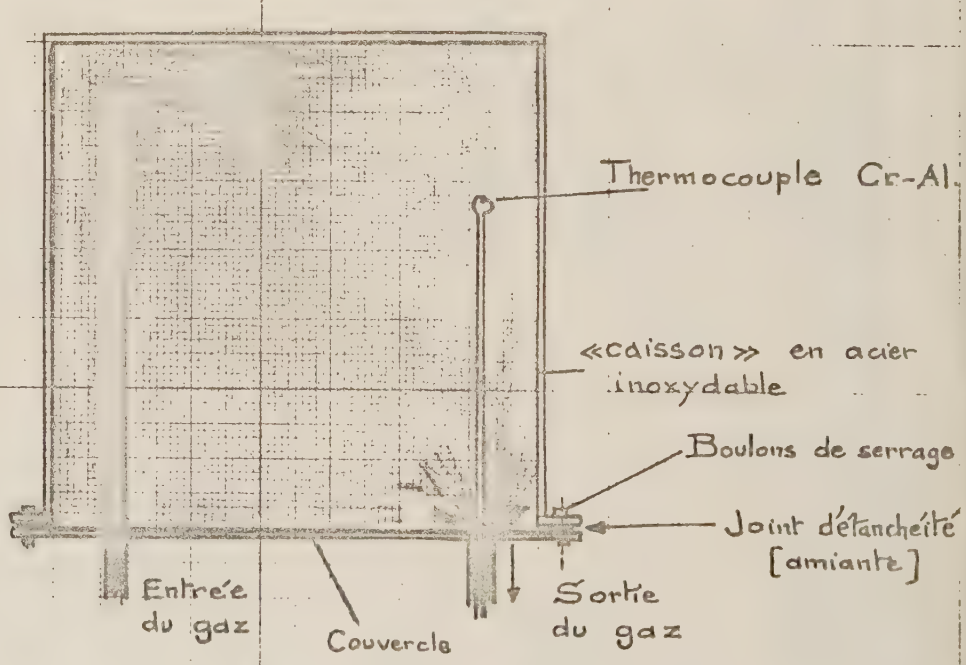
B



TRAITEMENT THERMIQUE DU MUMÉTAL

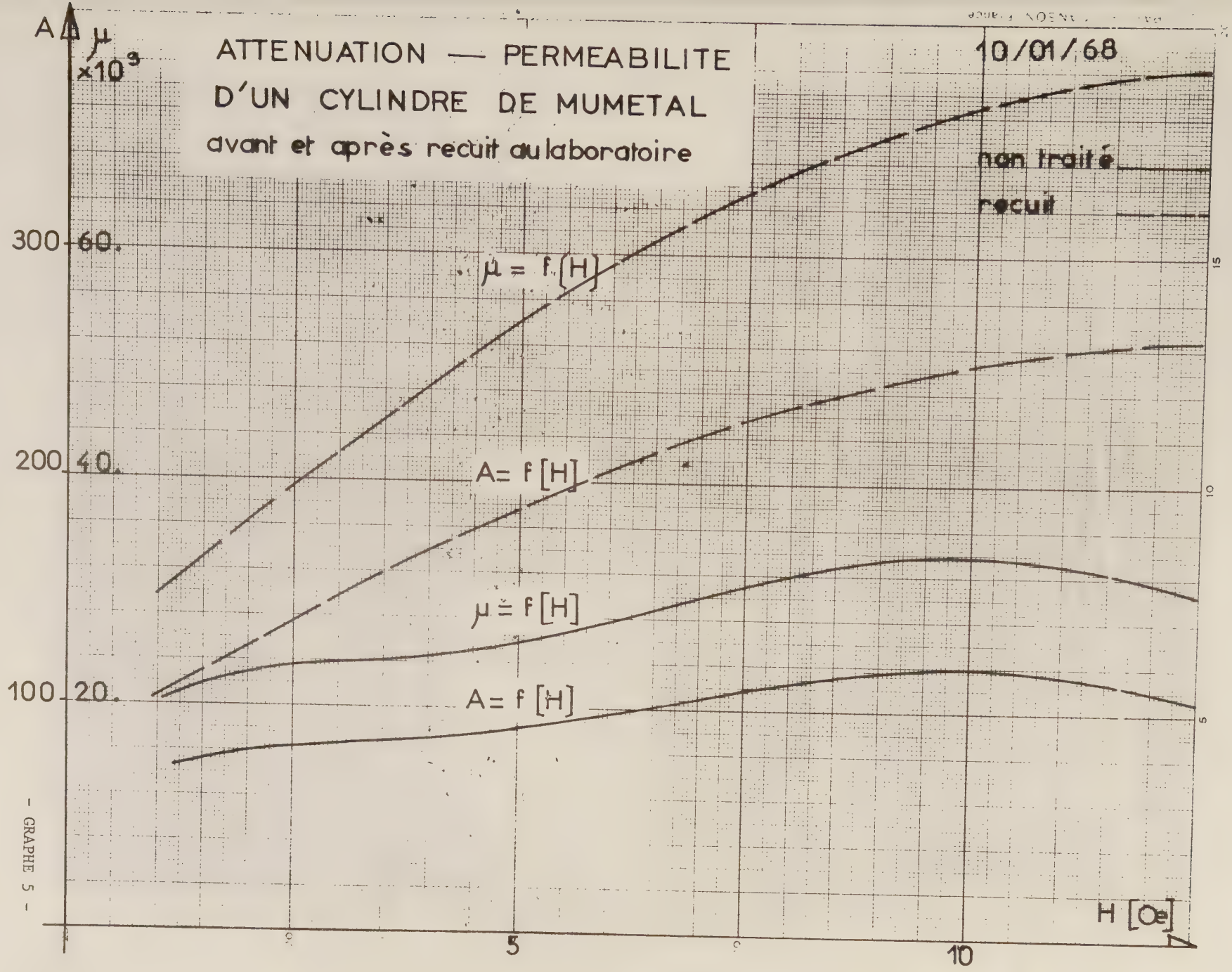
Communiqué par la Société Métallurgique d'IMPHY

A



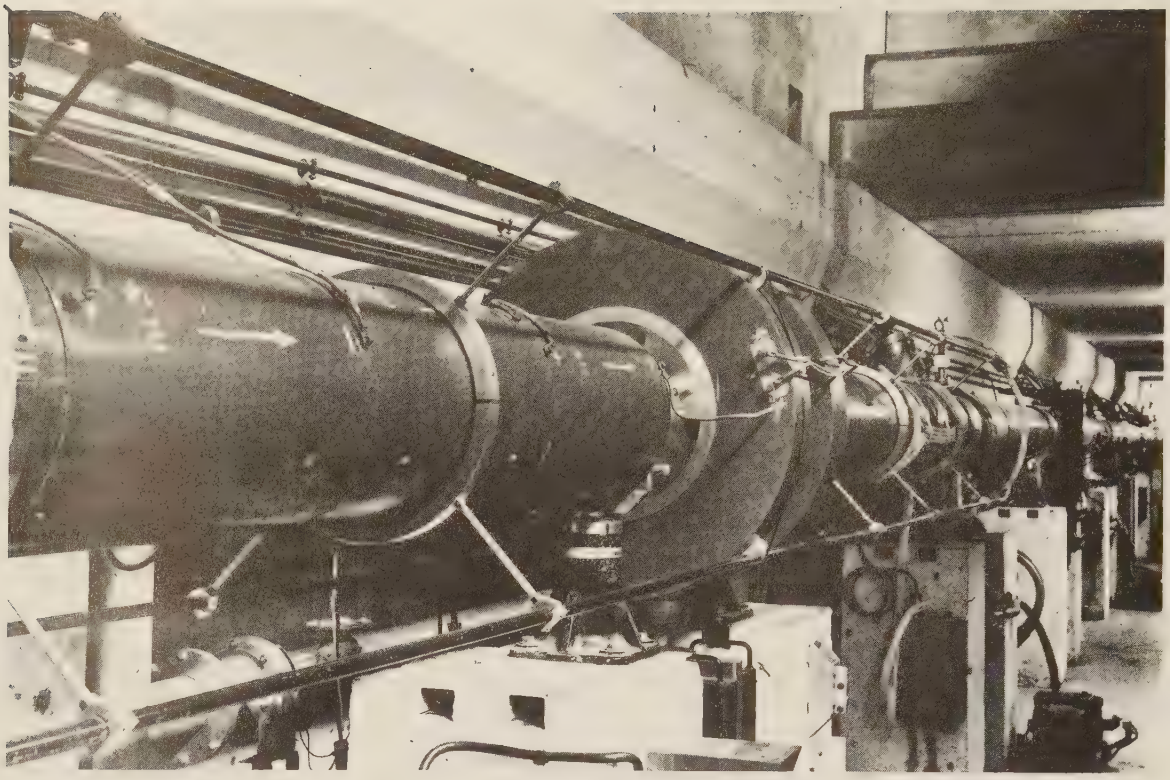
ENCEINTE ÉTANCHE

-. GRAPHE 4 -


ATTENUATION — PERMEABILITE
D'UN CYLINDRE DE MUMETAL
avant et après recuit au laboratoire
10/01/68
A
μ
×10³
non traité
recuit
300
60.
200
40.
100
20.
μ = f [H]
A = f [H]
μ = f [H]
A = f [H]
H [Oe]
5
10
15
10
5

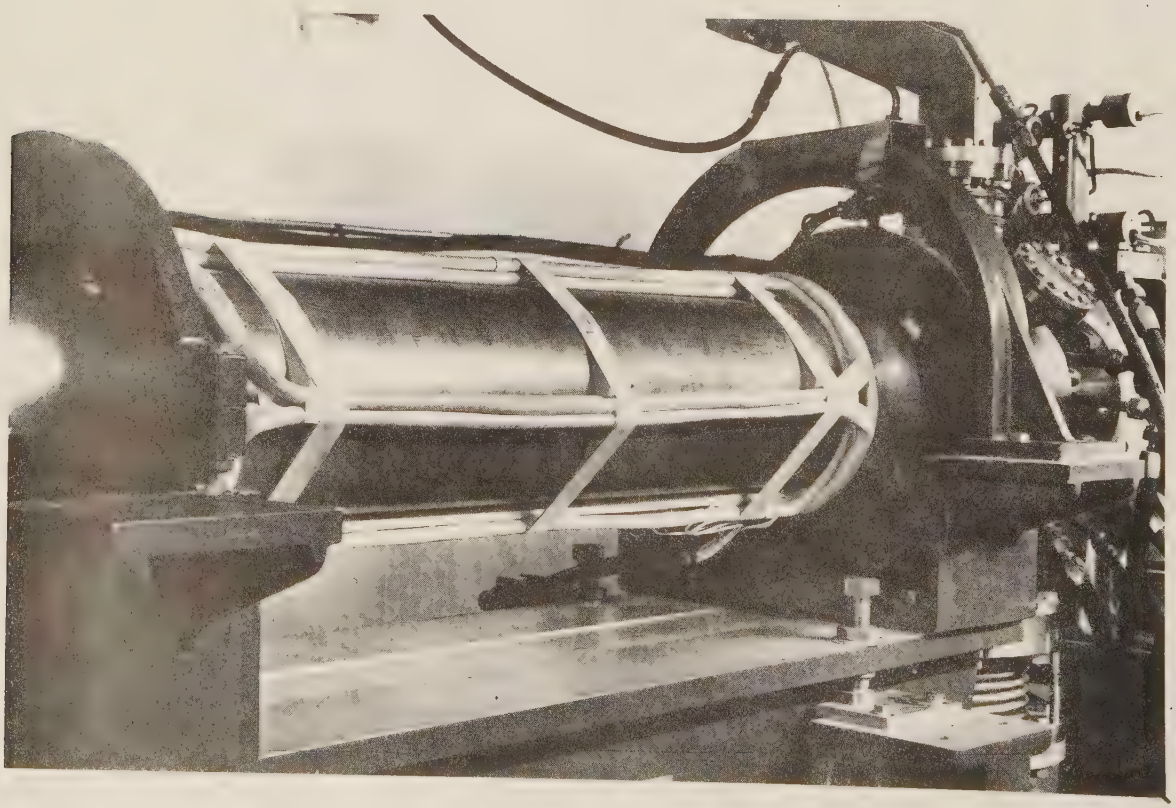
- GRAPHE 5 -

Photo A

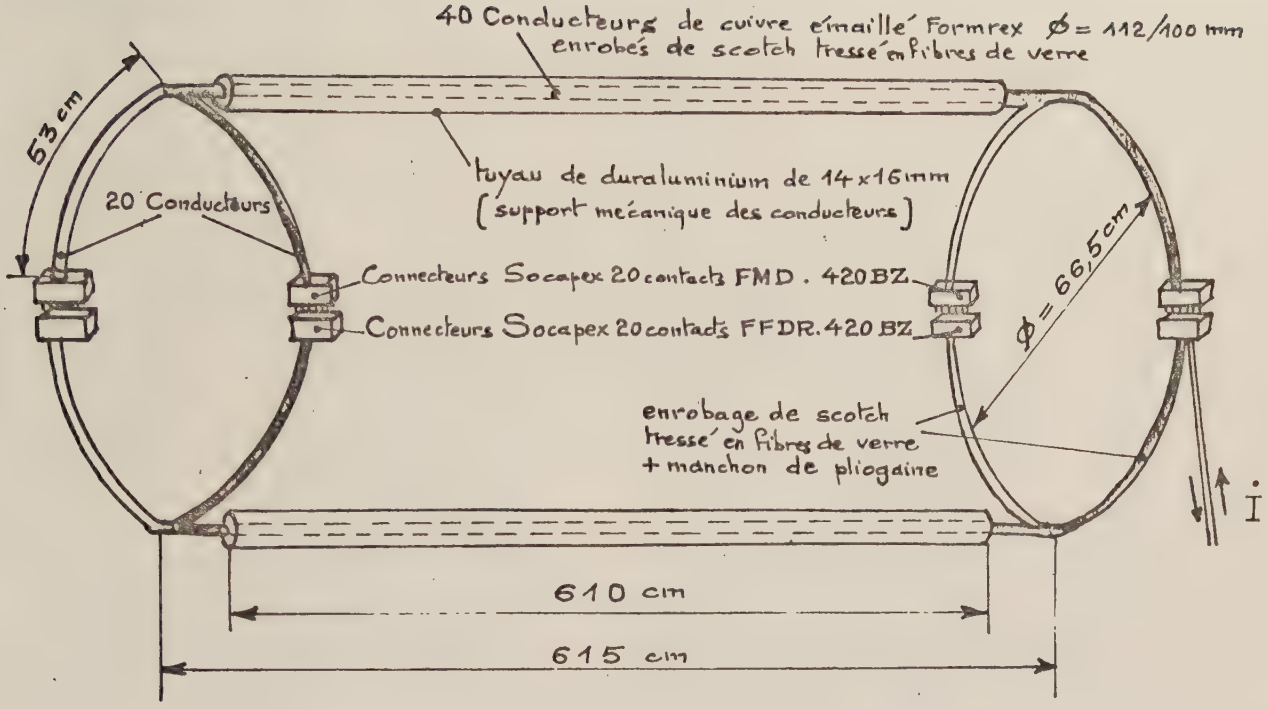


BOBINES DE DEGAUSSAGE ou "BLINDAGES ELECTRIQUES"
équipant la section 34

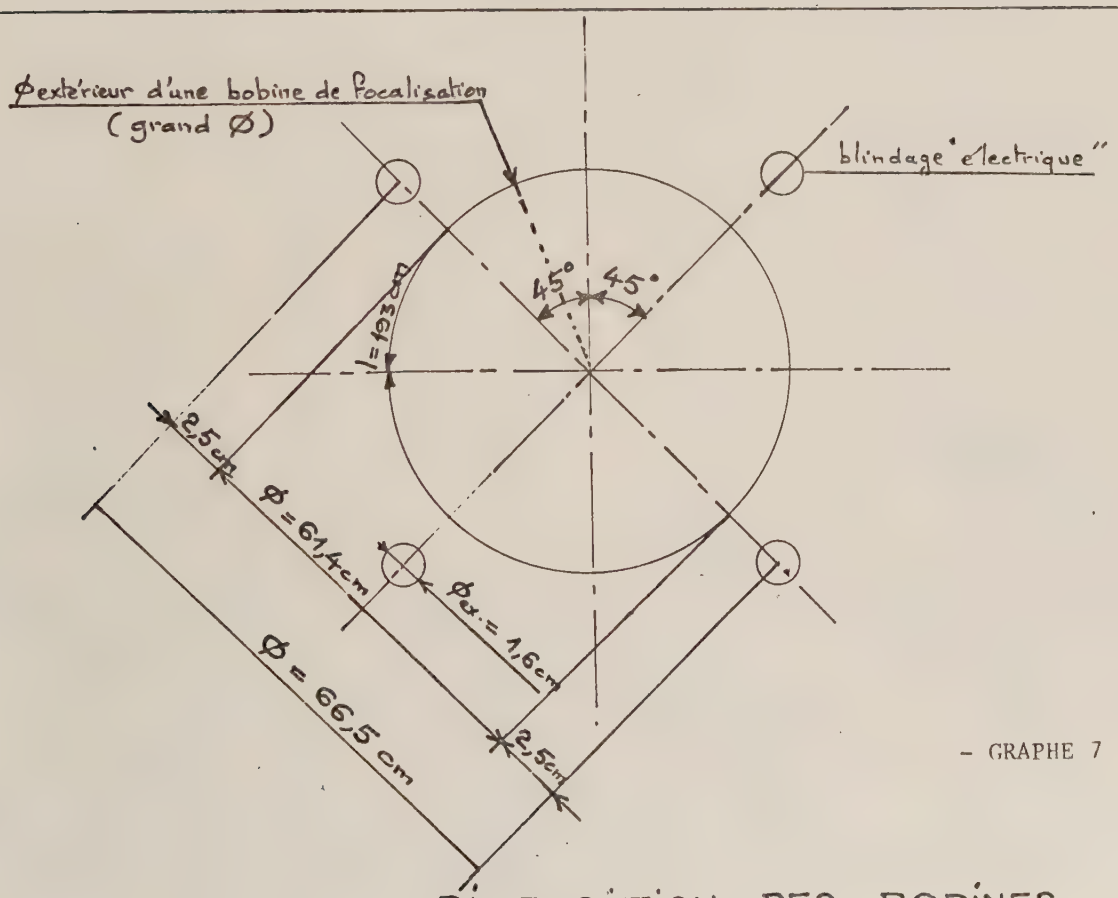
Photo B



BOBINES DE GUIDAGE DE TRANCHE (G.T.2.)

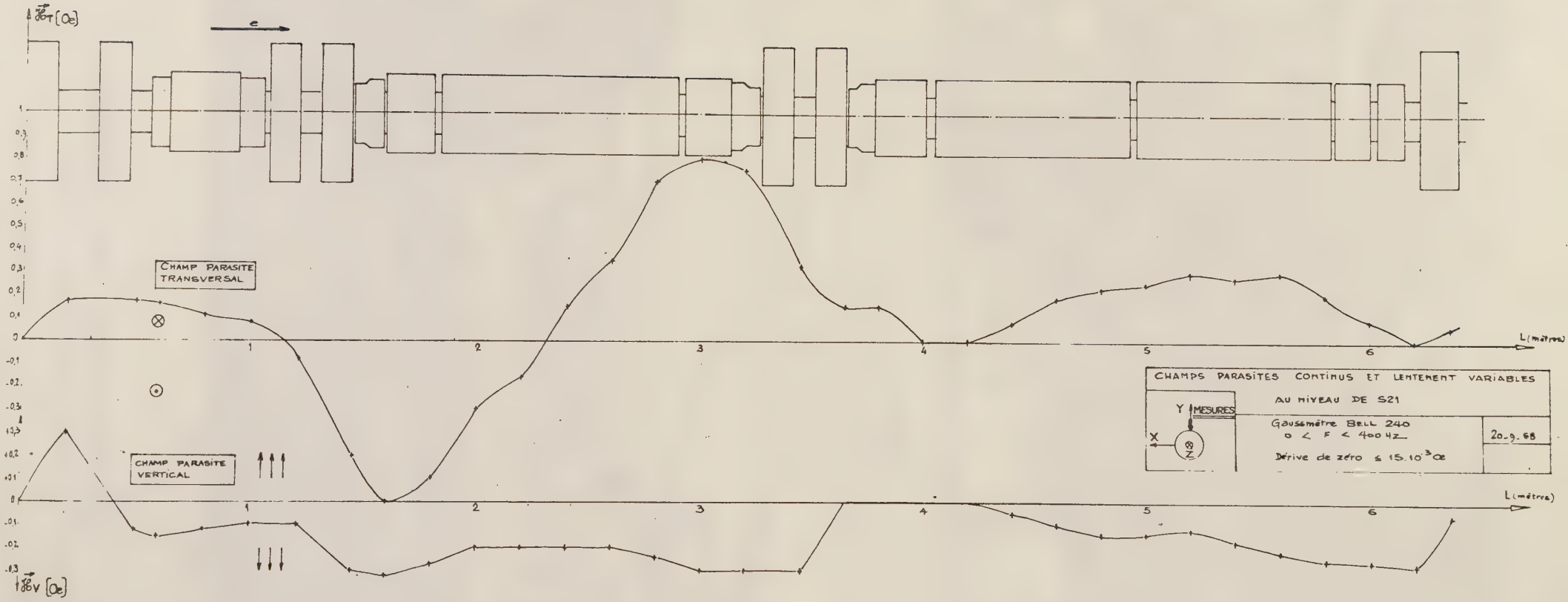


BOBINE DE DÉGAUSSAGE

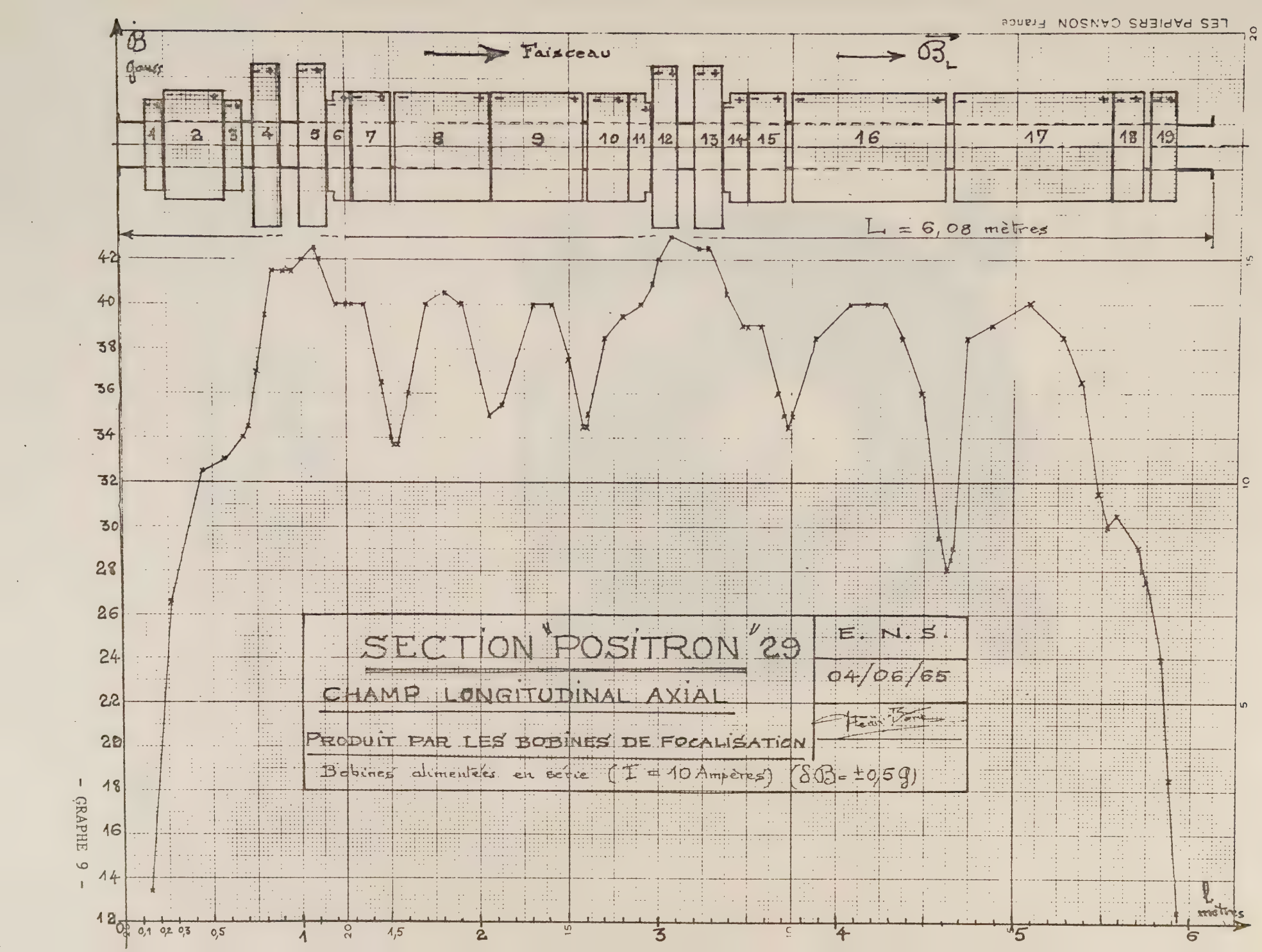


- GRAPHE 7 -

DISPOSITION DES BOBINES

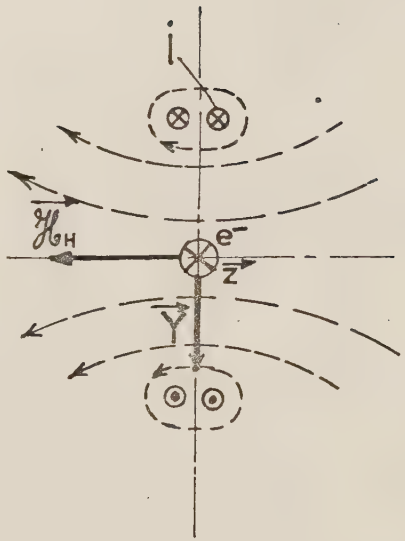

$\vec{\mathcal{H}}_T$ [Oe]
e
CHAMP PARASITE TRANSVERSAL
L (mètres)
CHAMPS PARASITES CONTINUS ET LENTEMENT VARIABLES
AU NIVEAU DE S21
Y
MESURES
X
Gaussmètre BELL 240
0 < F < 400 Hz
20-9-68
Dérive de zéro ≤ 15.10⁻³ Oe
CHAMP PARASITE VERTICAL
L (mètres)
$\vec{\mathcal{H}}_V$ [Oe]

- GRAPHE 8 -

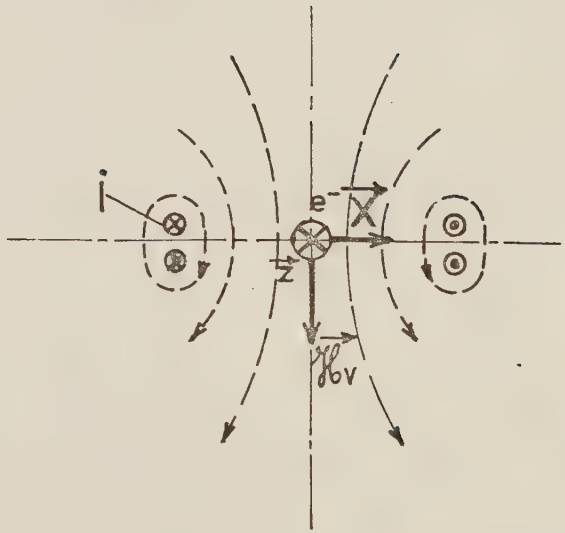

B
Gauss
Faisceau
B_L
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19
L = 6,08 mètres
42 40 38 36 34 32 30 28 26 24 22 20 18 16 14 12
0 0,1 0,2 0,3 0,5 1 1,5 2 3 4 5 6
L mètres
SECTION "POSITRON" 29
CHAMP LONGITUDINAL AXIAL
PRODUIT PAR LES BOBINES DE FOCALISATION
Bobines alimentées en série (I = 10 Ampères) (δB = ±0,5 g)
E. N. S.
04/06/65
Henri Bon
LES PAPIERS CANSON France

- GRAPHE 6 -

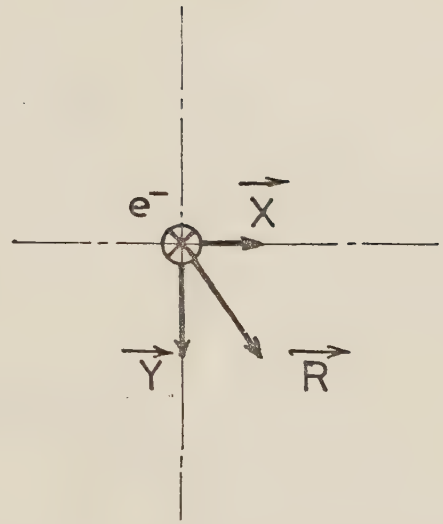
GUIDAGES



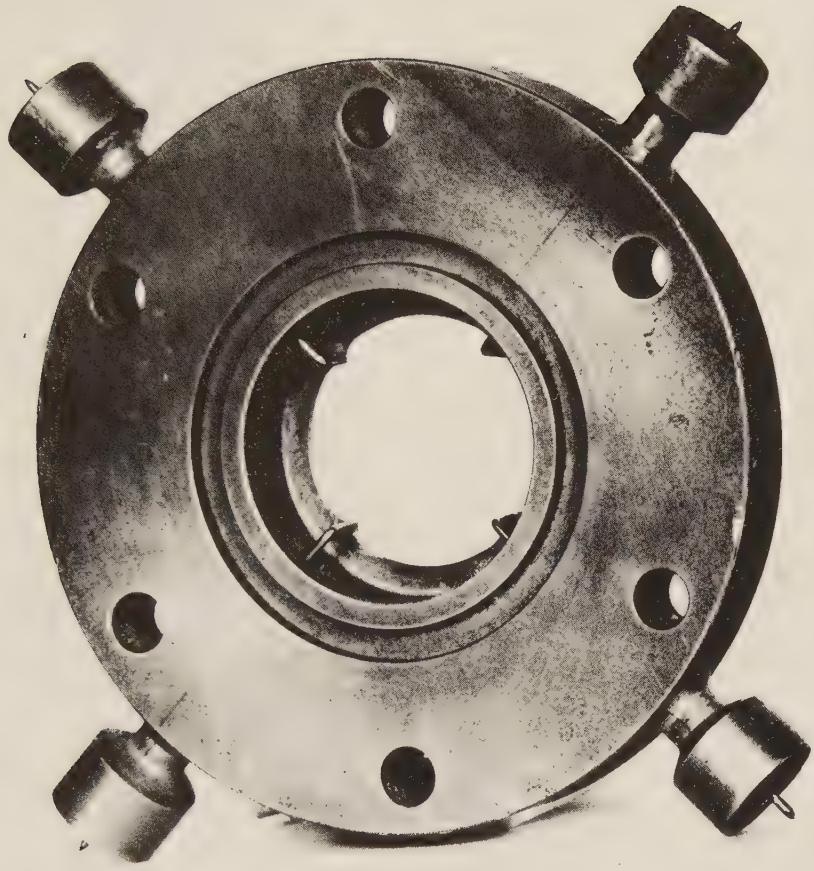
BOBINES V.



BOBINES H.



$$R = \left[X^2 + Y^2\right]^{1/2}$$

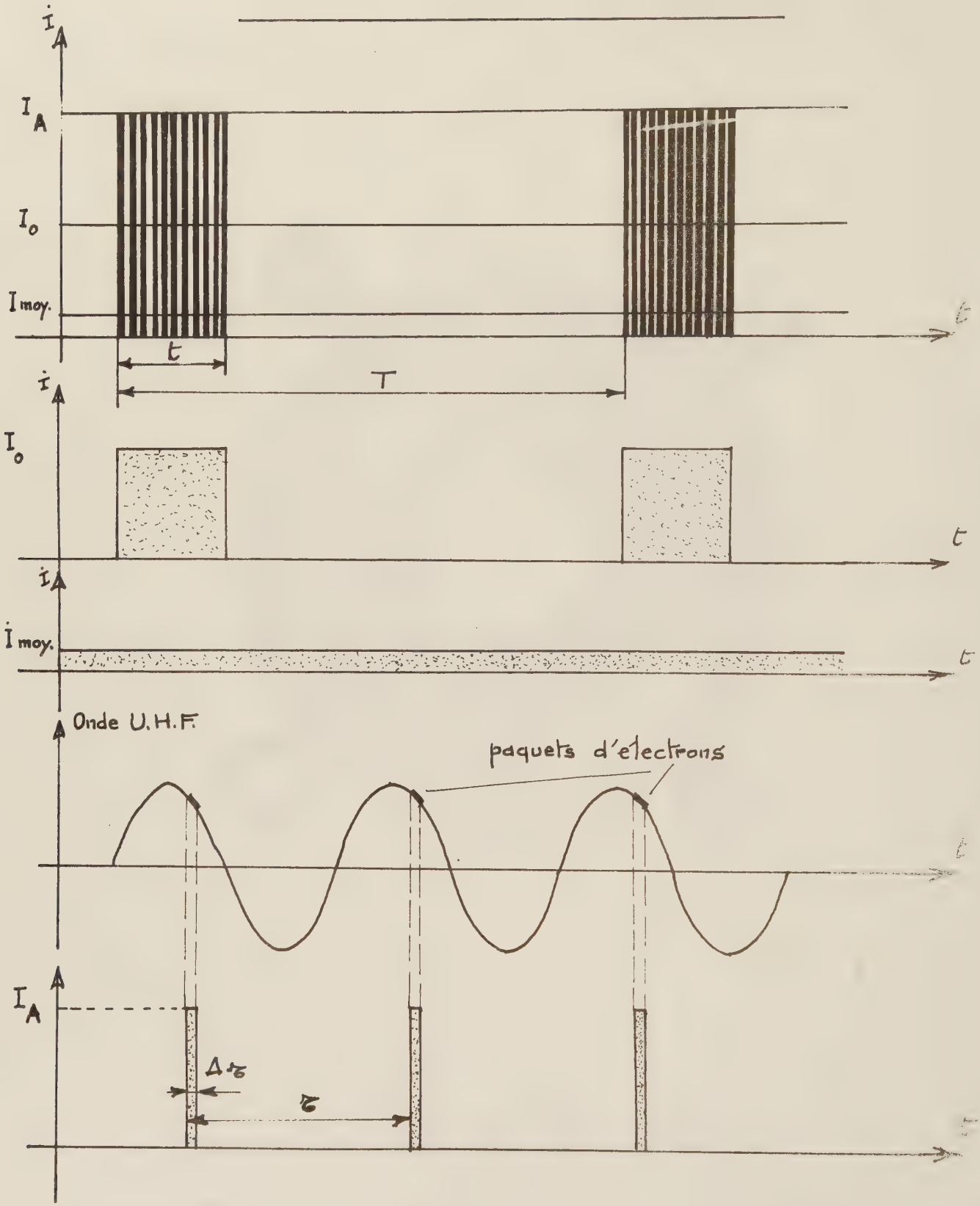


POSITIONNEUR A BOUCLES APERIODIQUES DU TYPE BERGERE

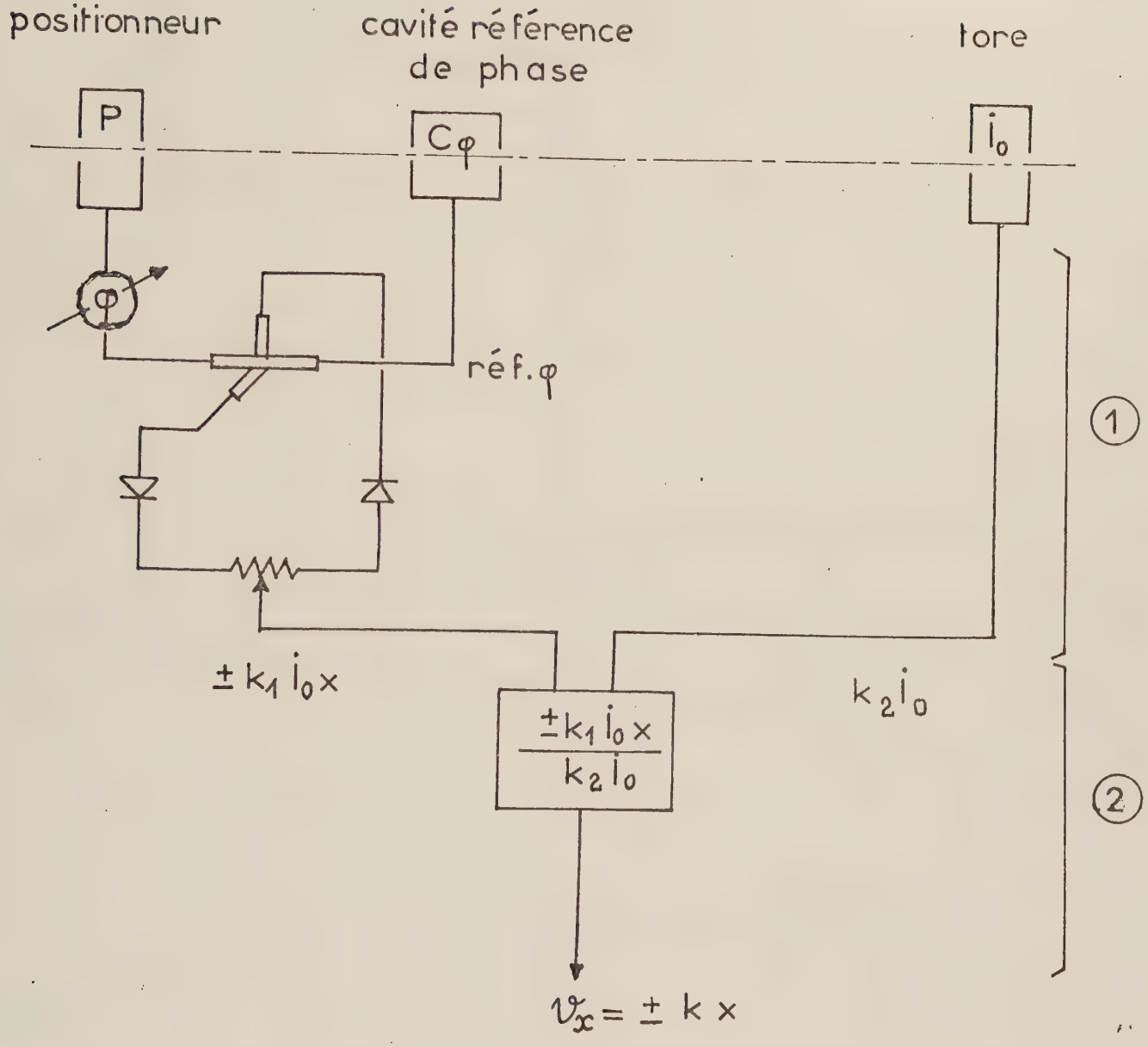
Modèle étudié sur l'Accélérateur expérimental de 2 MeV.

- GRAPHE 11 -

COURANT DE FAISCEAU



- GRAPHE 1



TRAITEMENT DE L'INFORMATION DE POSITION:

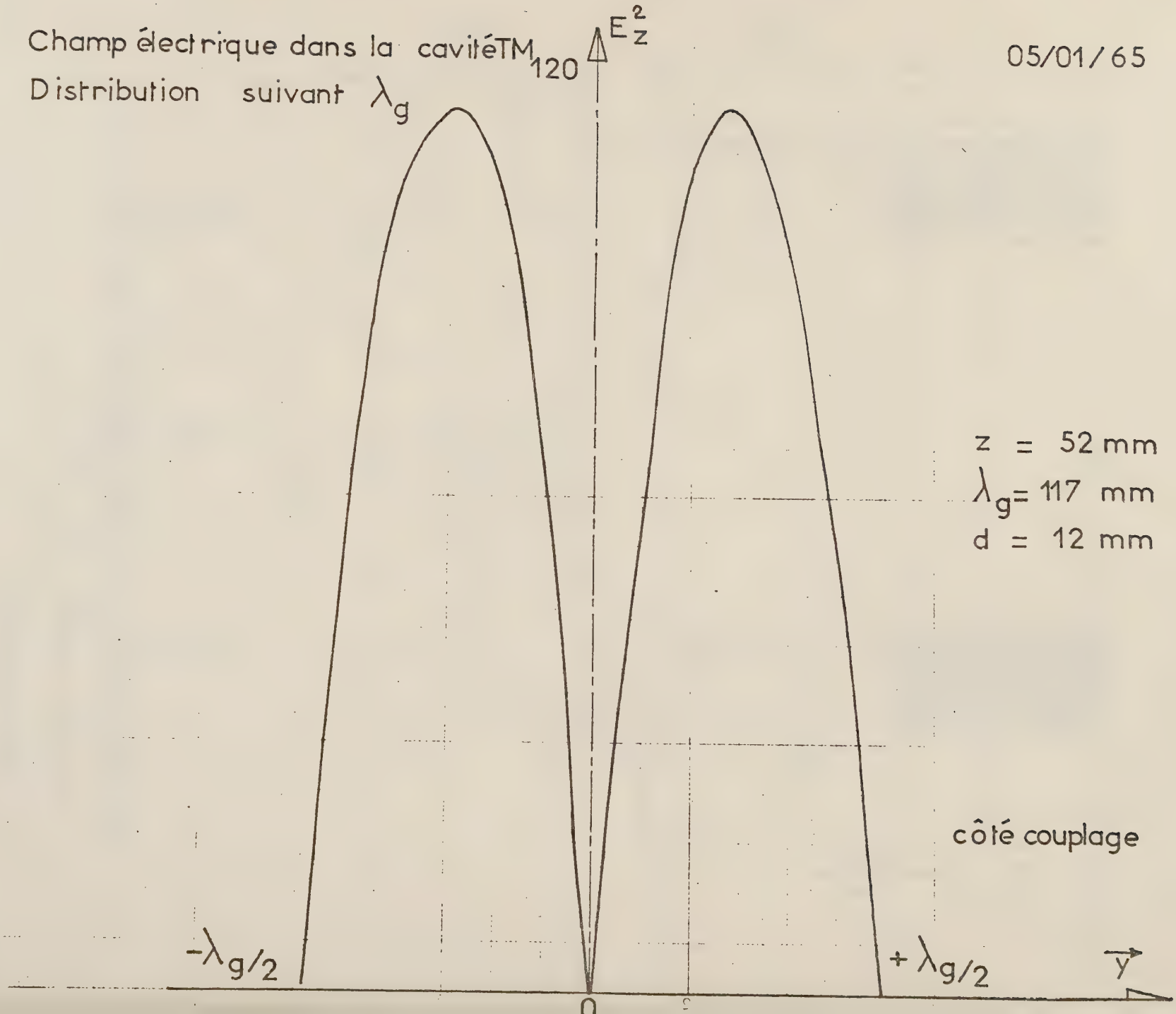
1 : discrimination de phase

2 : normalisation

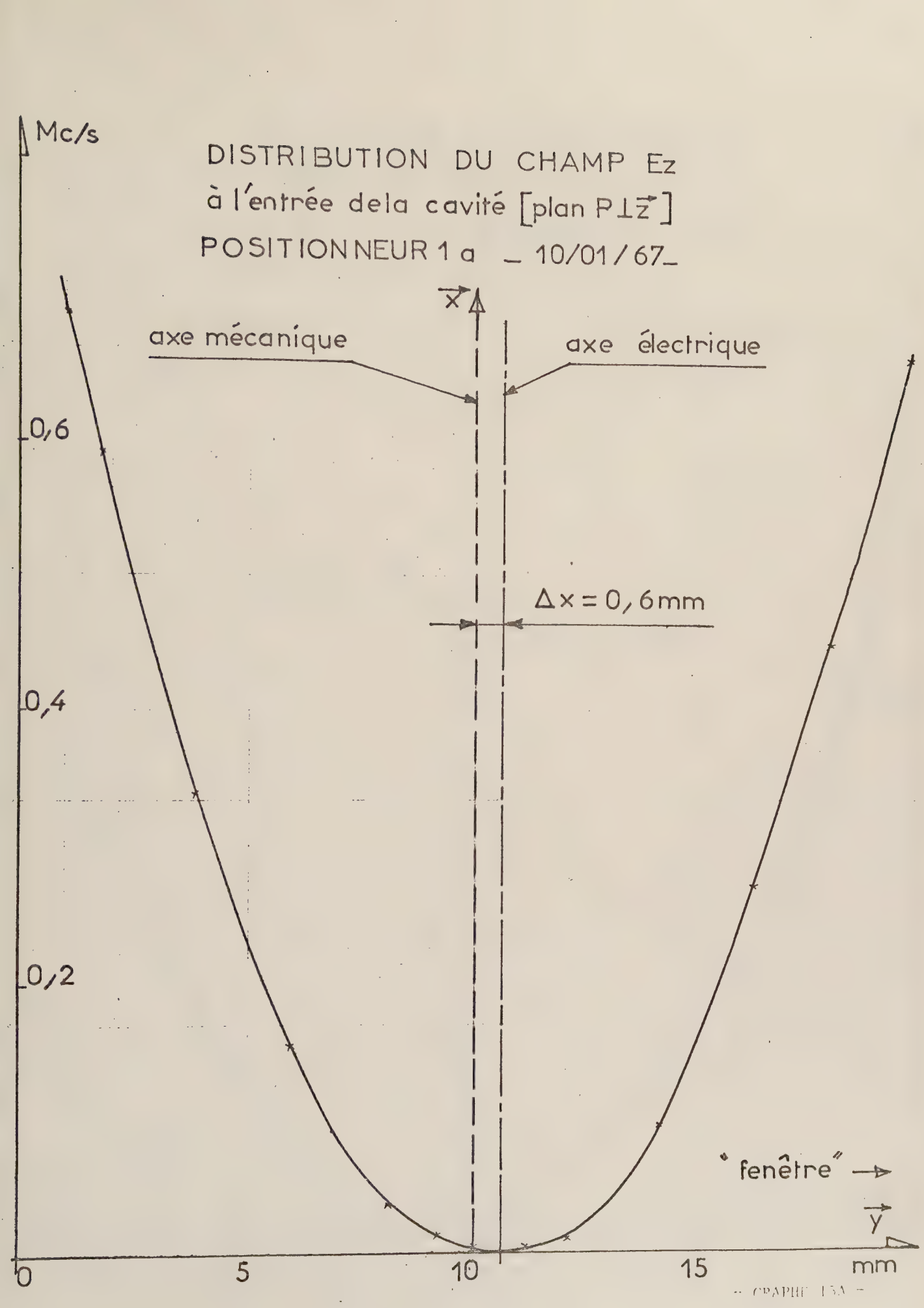
Champ électrique dans la cavité TM_{120}

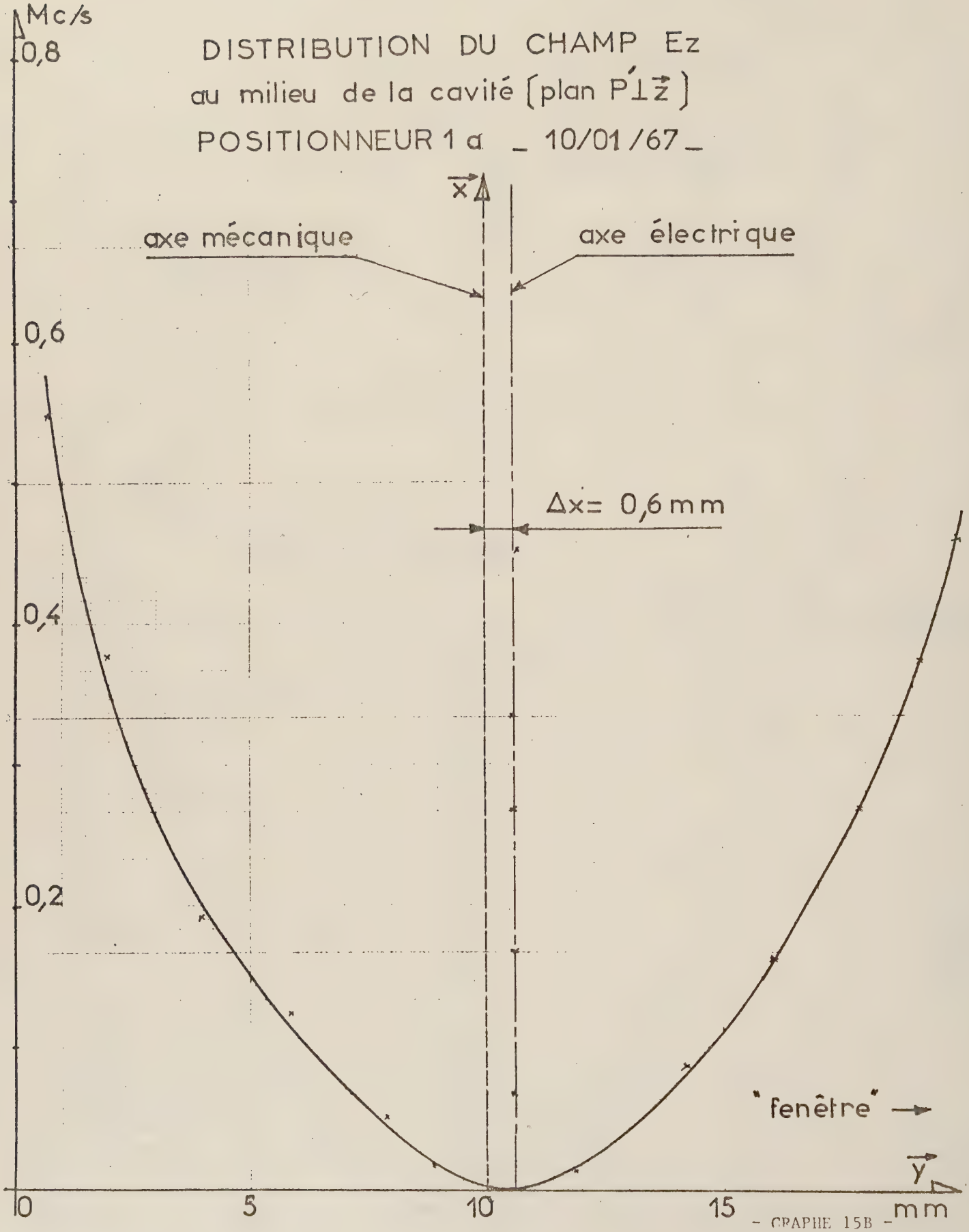
Distribution suivant λ_g

05/01/65

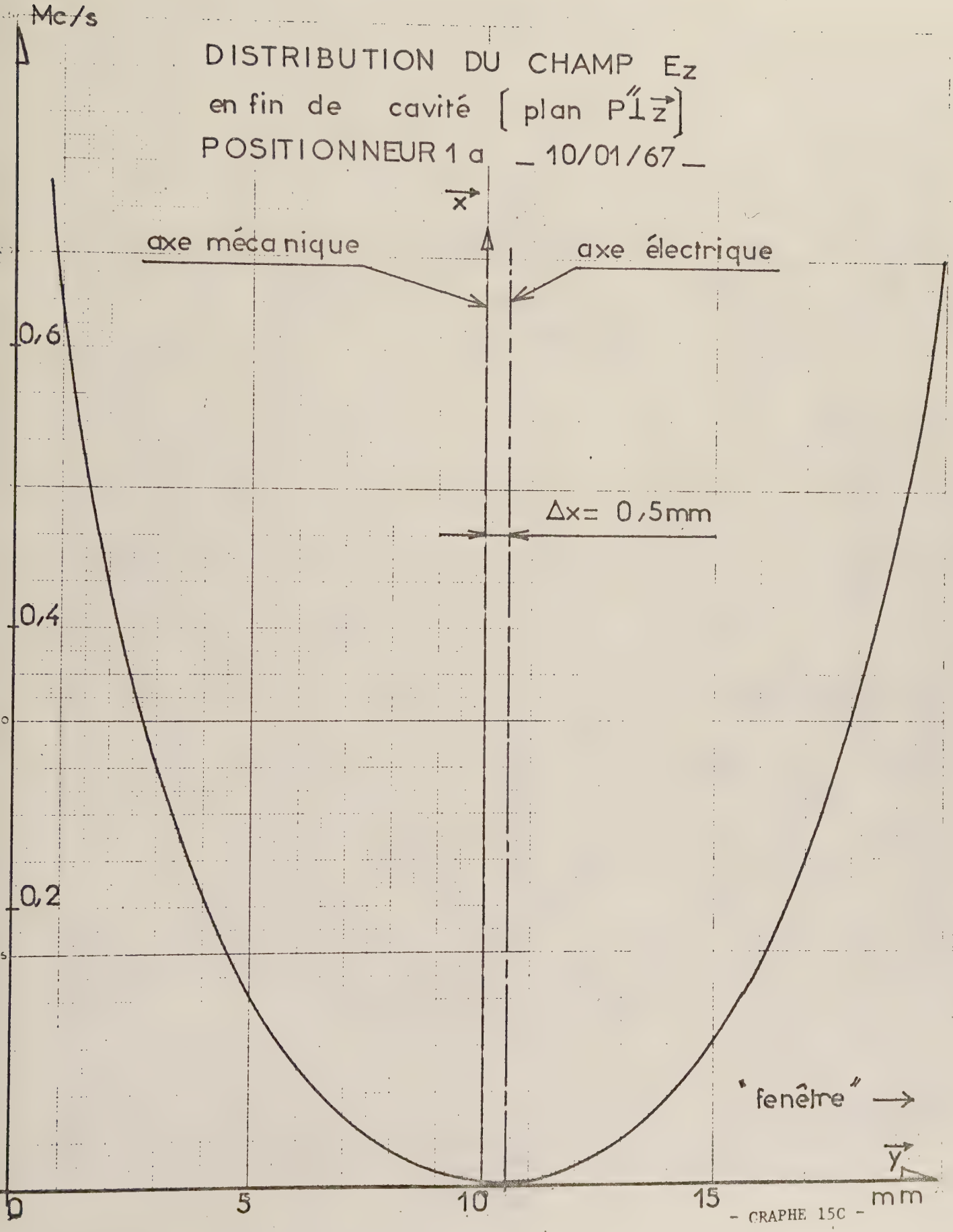


- GRAPHE 14 -


Mc/s
DISTRIBUTION DU CHAMP Ez
à l'entrée dela cavité [plan P⊥z]
POSITIONNEUR 1 a _ 10/01/67_
x
axe mécanique
axe électrique
0,6
0,4
0,2
Δx = 0,6mm
"fenêtre"
y
0
5
10
15
mm
- GRAPHE 15A -


Mc/s
0,8
DISTRIBUTION DU CHAMP Ez
au milieu de la cavité (plan P' ⊥ z)
POSITIONNEUR 1 a _ 10/01/67 _
x
axe mécanique
axe électrique
0,6
Δx = 0,6 mm
0,4
0,2
"fenêtre"
y
0
5
10
15
mm

- GRAPHE 15B -


Mc/s
DISTRIBUTION DU CHAMP Ez
en fin de cavité [plan P⊥z]
POSITIONNEUR 1 a _ 10/01/67 _
x
axe mécanique
axe électrique
0,6
Δx= 0,5mm
0,4
0,2
"fenêtre" →
y
0
5
10
15
mm

- GRAPHE 15C -

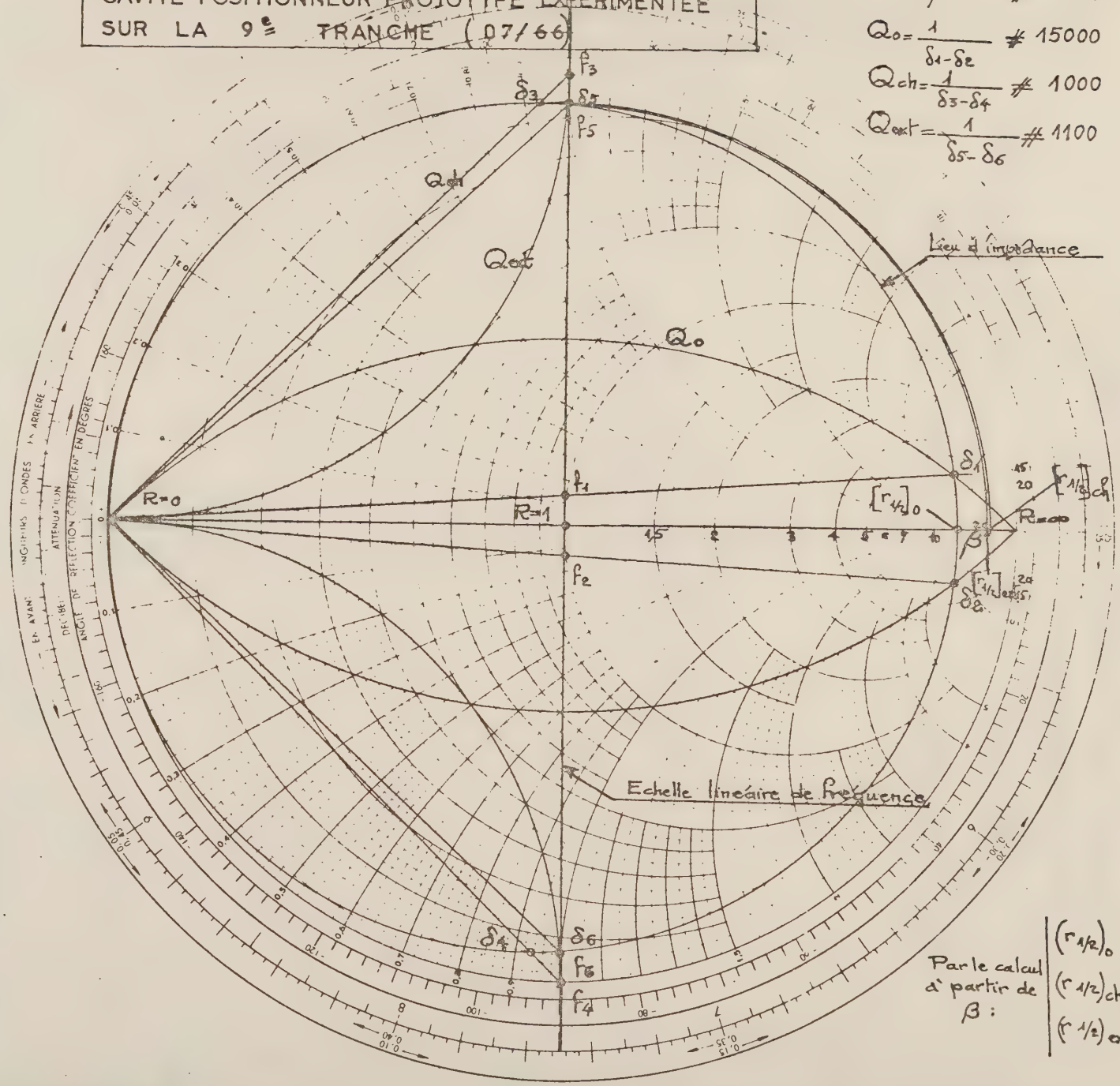
CAVITE POSITIONNEUR PROTOTYPE EXPERIMENTEE
SUR LA 9ème TRANCHE (07/66)

$\beta \neq 14$

$Q_o = \frac{1}{\delta_1 - \delta_2} \neq 15000$

$Q_{ch} = \frac{1}{\delta_3 - \delta_4} \neq 1000$

$Q_{ext} = \frac{1}{\delta_5 - \delta_6} \neq 1100$



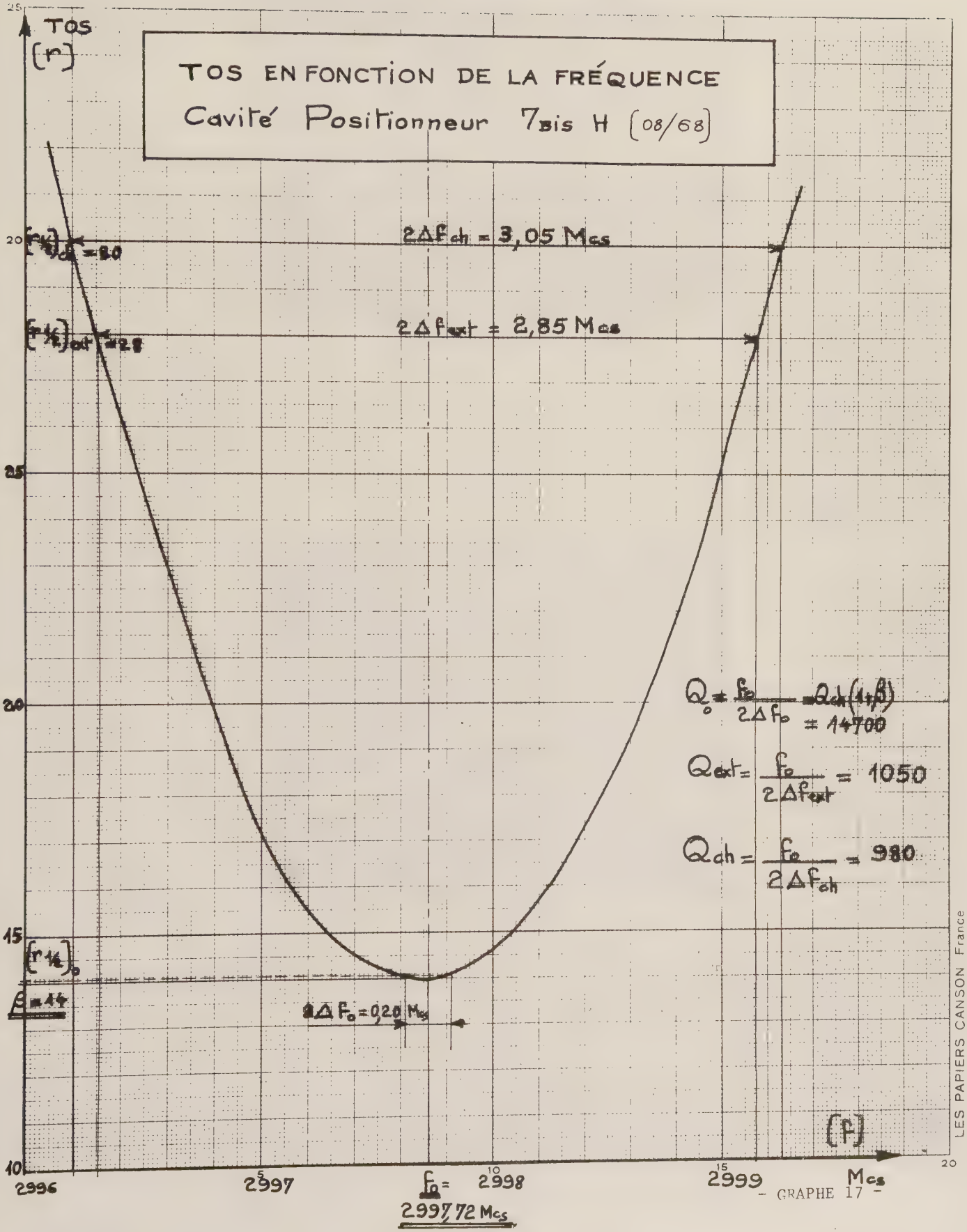
Par le calcul à partir de β :

$(r_{1/2})_o \neq 14$

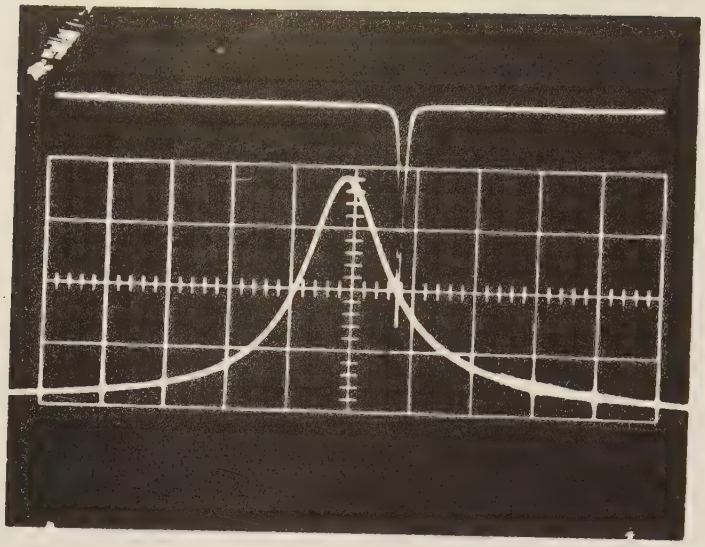
$(r_{1/2})_{ch} \neq 30$

$(r_{1/2})_{ext} \neq 28$

N 335

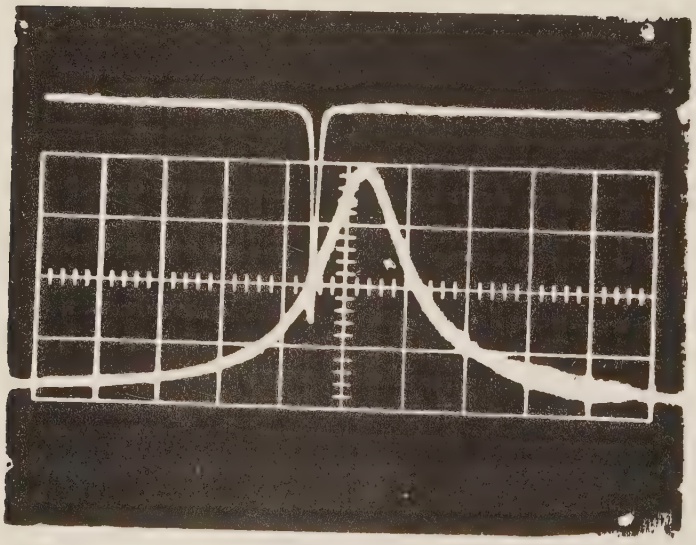


LES PAPIERS CANSON France



Positionneur $7_B H$

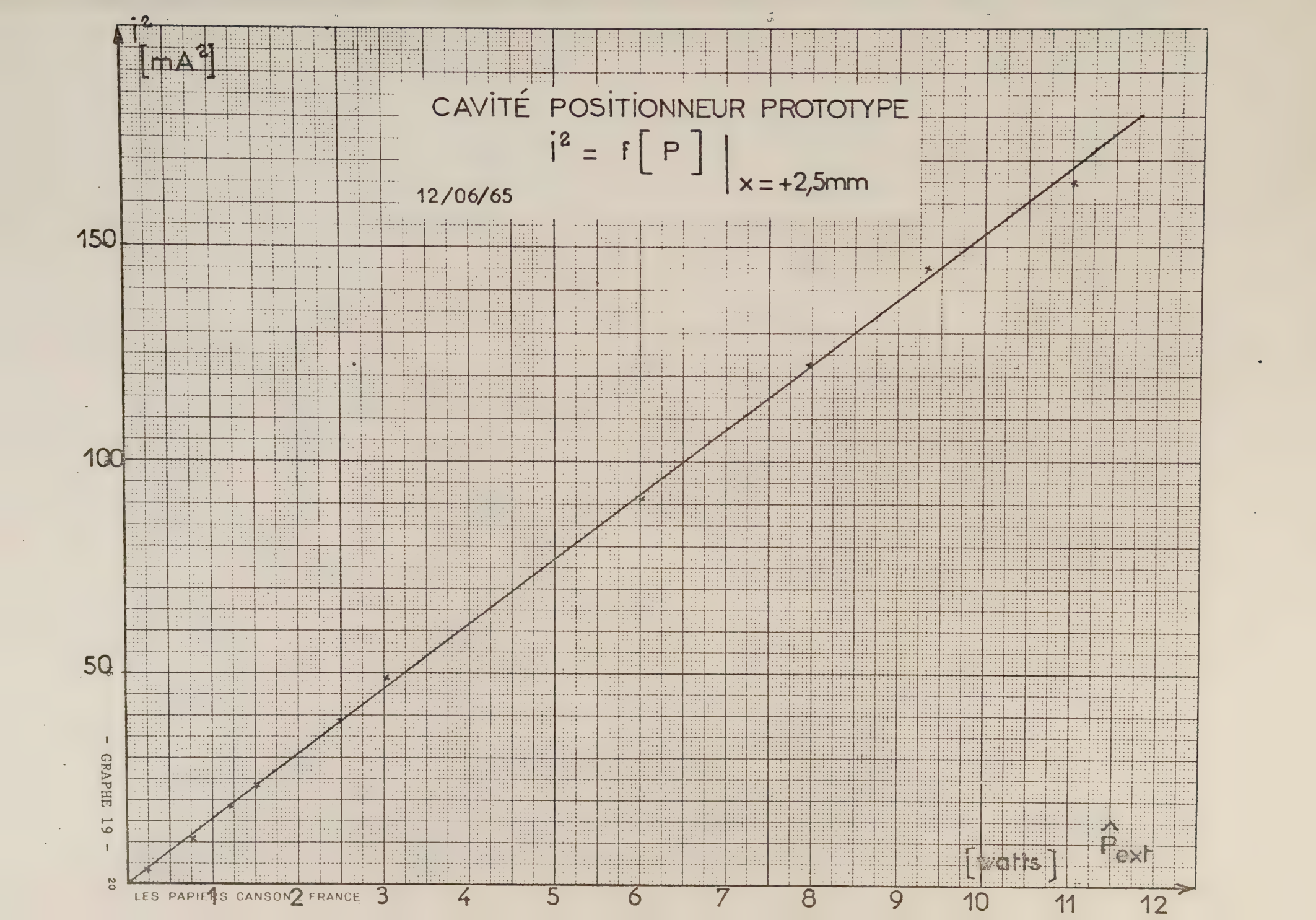
Marqueur a : f_2 = 2999,25 Mcs.

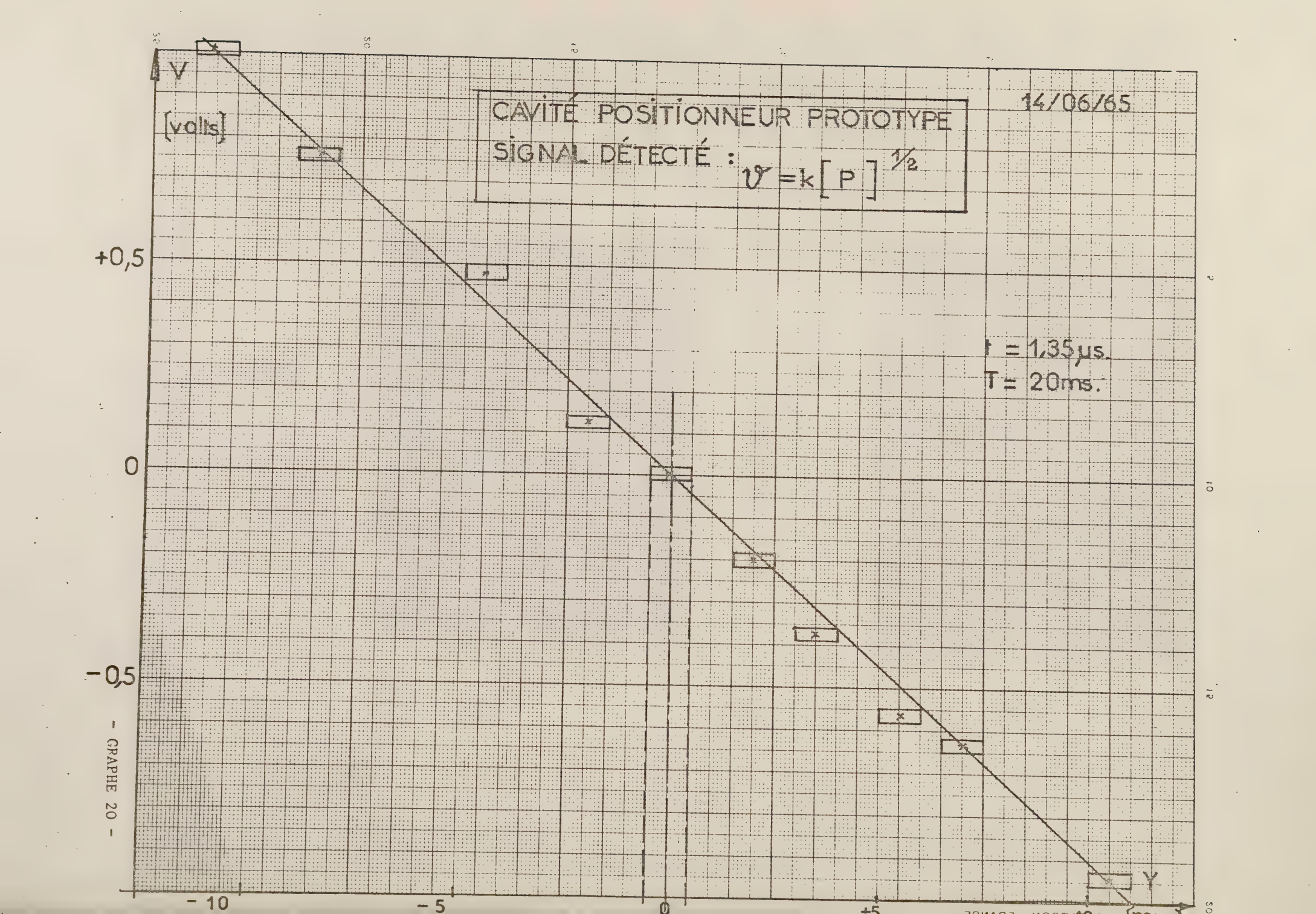


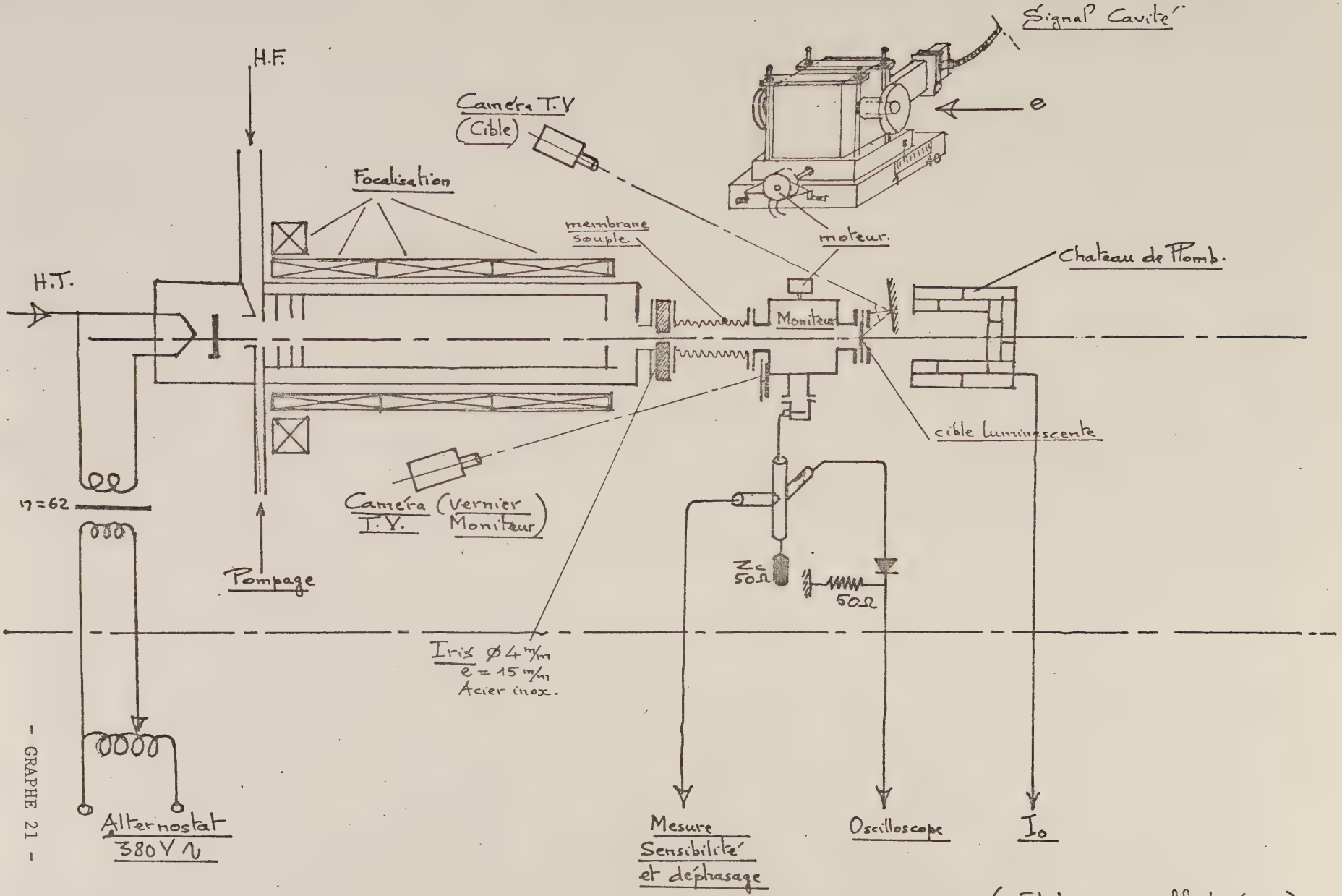
Marqueur b : $f_1 < f_2$

f_1 = 2996,20 Mcs.

METHODE DYNAMIQUE DE MESURE DE Fo (2997,7 Mcs. à 22°C)
Bande Passante A 3dB (# 3,1 Mcs.)
Coefficient de surtension (Qch # 970)


CAVITÉ POSITIONNEUR PROTOTYPE
$i^2 = f[P]\Big|_{x=+2,5mm}$
12/06/65
i^2 [mA²]
150
100
50
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
[watts]
P_{ext}
- GRAPHE 19 -
LES PAPIERS CANSON FRANCE


V
[volts]
CAVITÉ POSITIONNEUR PROTOTYPE
SIGNAL DÉTECTÉ : $v = k[P]^{1/2}$
14/06/65
τ = 1,35 µs.
T = 20ms.
+0,5
0
−0,5
− 10
− 5
0
+5
Y
- GRAPHE 20 -

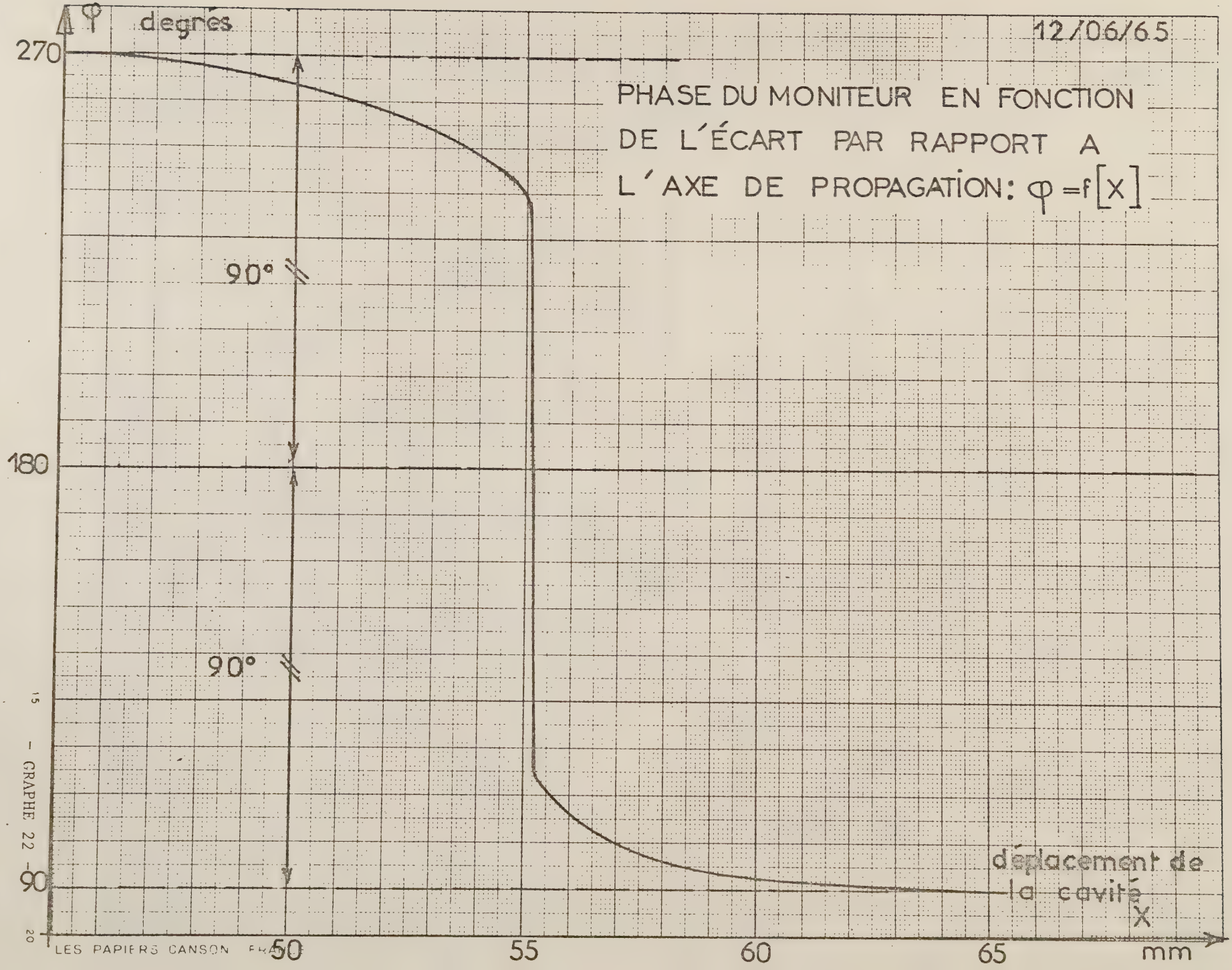


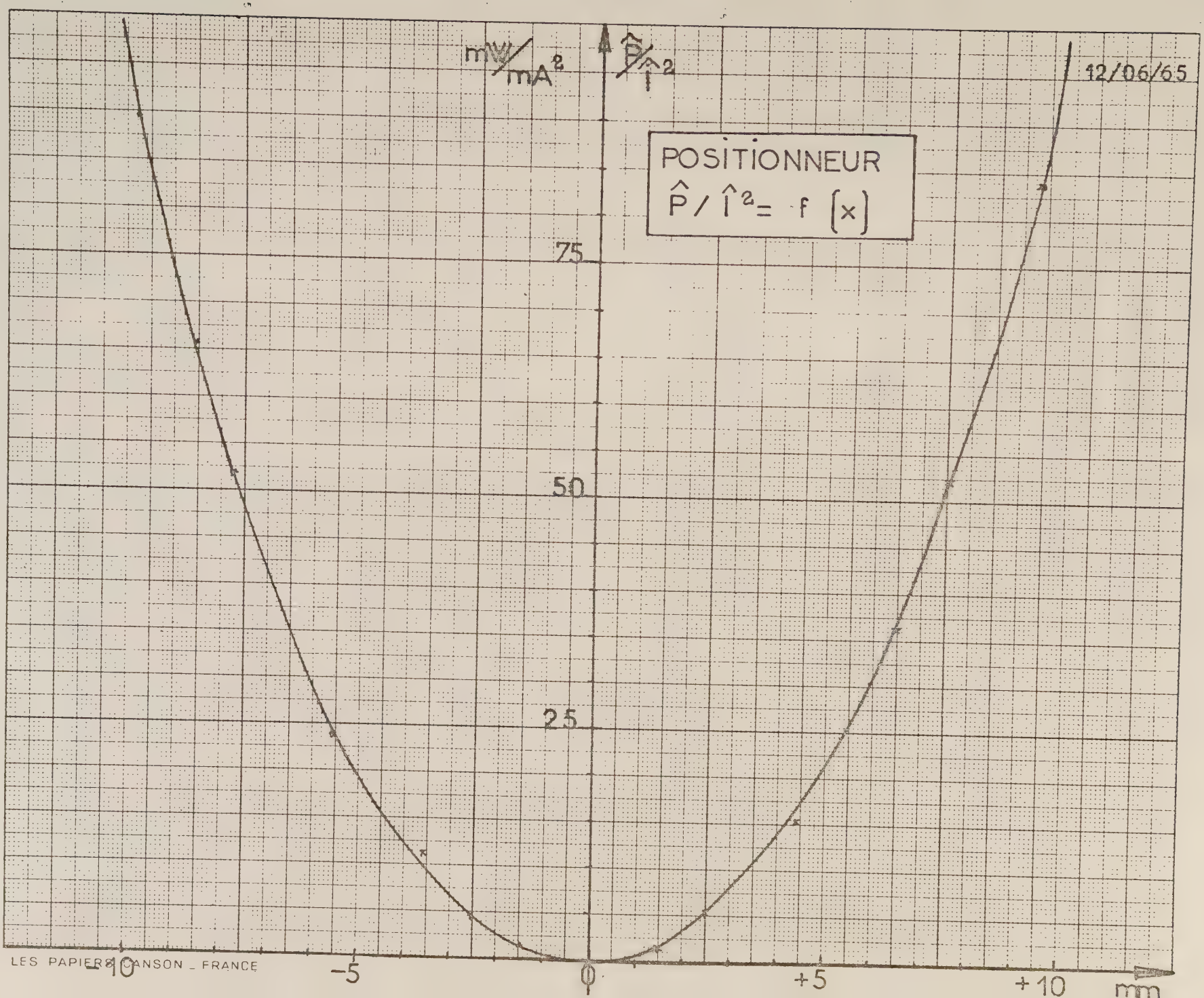
- GRAPHE 21 -

MONTAGE CAVITÉ "POSITIONNEUR"

(Etalonnage effectué sur l'Accélérateur "2 MeV")

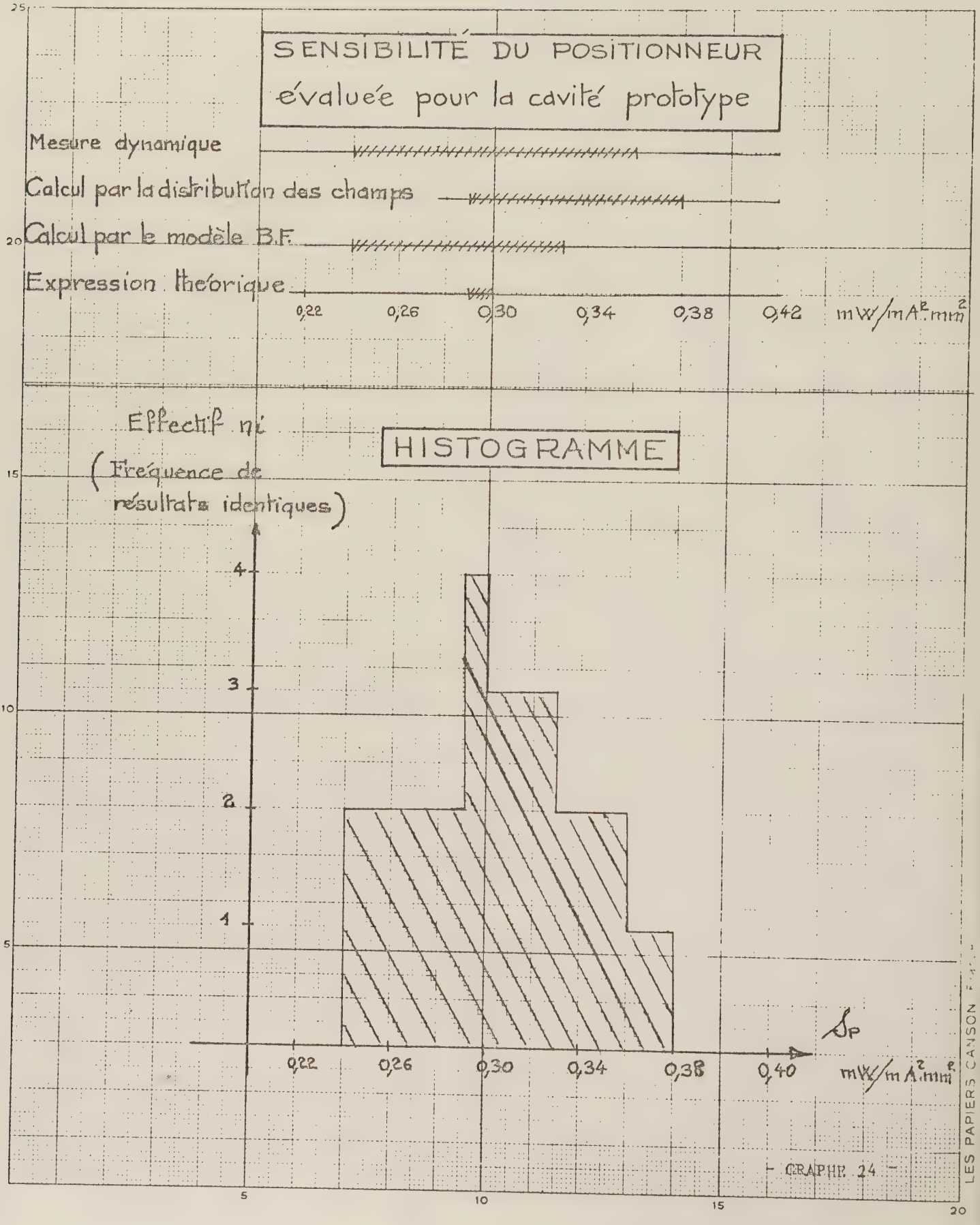
juillet 1965
Henri Borie


φ degrés
12/06/65
PHASE DU MONITEUR EN FONCTION DE L'ÉCART PAR RAPPORT A L'AXE DE PROPAGATION: φ = f[X]
270
180
90
90°
90°
déplacement de la cavité X
50
55
60
65
mm
LES PAPIERS CANSON
15 - GRAPHE 22 - 20



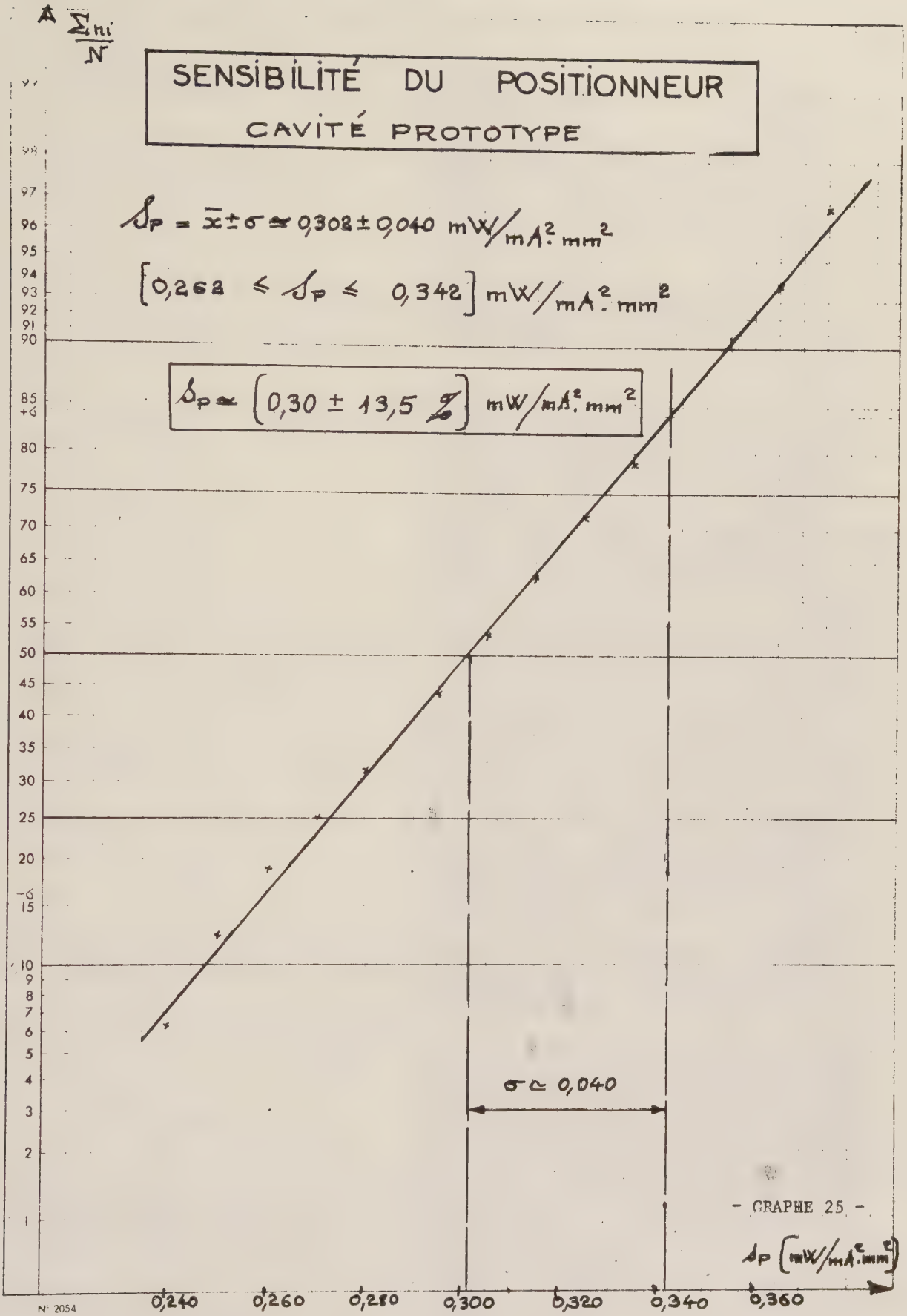
LES PAPIERS CANSON - FRANCE

- GRAPHE 23 -



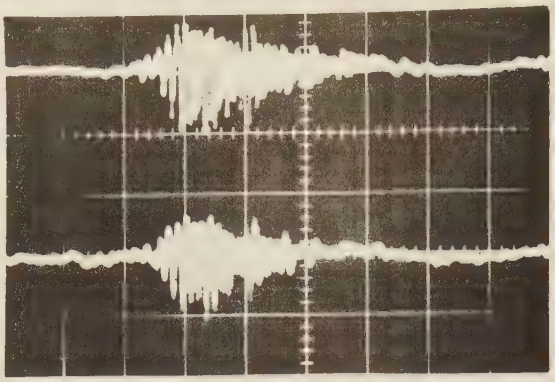
GRAPH. 24

LES PAPIERS CANSON


A $\frac{\sum n_i}{N}$
SENSIBILITÉ DU POSITIONNEUR
CAVITÉ PROTOTYPE
$\delta_P = \bar{x} \pm \sigma \simeq 0{,}302 \pm 0{,}040$ mW/mA².mm²
$[0{,}262 \leq \delta_P \leq 0{,}342]$ mW/mA².mm²
$\delta_P \simeq (0{,}30 \pm 13{,}5\ \%)$ mW/mA².mm²
$\sigma \simeq 0{,}040$
- GRAPHE 25 -
δ_P [mW/mA².mm²]
0,240
0,260
0,280
0,300
0,320
0,340
0,360
N° 2054

BRUIT DE FOND

ET SEUIL DE SENSIBILITE DU MONITEUR DE POSITION



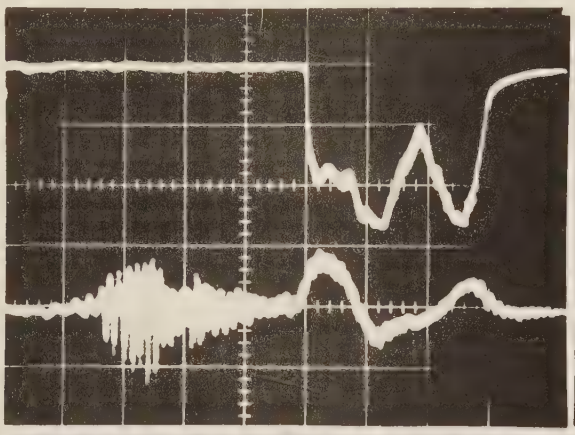
FAISCEAU COUPE

Niveau de bruit sur voie positionneur P_1 H

← Photo a

Niveau de bruit sur voie positionneur P_1 V

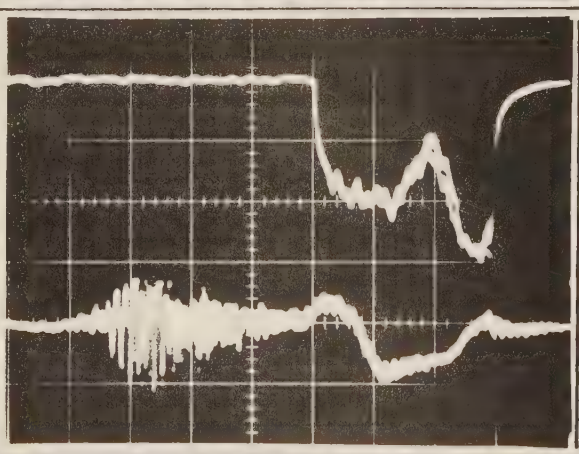
(Le bruit est dû essentiellement aux éclateurs des modulateurs)



$\hat{I}_F$ = 5mA [tore 1 : $\hat{V}$ # 200mV | 50Ω]

← Photo b

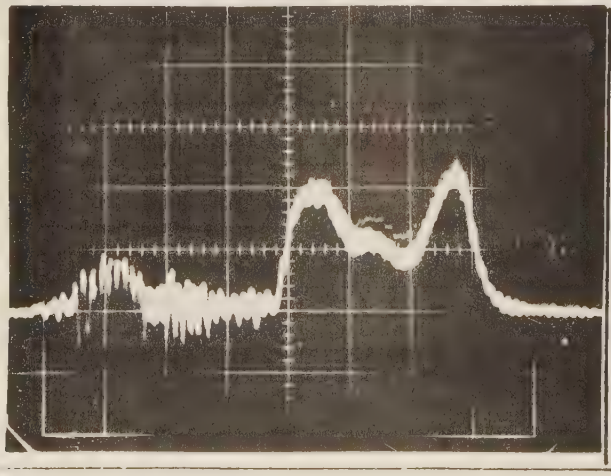
Signal du positionneur P_1-H - Faisceau centré



$\hat{I}_F$ = 5mA [tore 1 : $\hat{V}$ = 200mV | 50Ω]

← Photo c

Positionneur P_1H pour un incrément de courant de guidage ΔIg = +14mA Δx = + 0,5mm

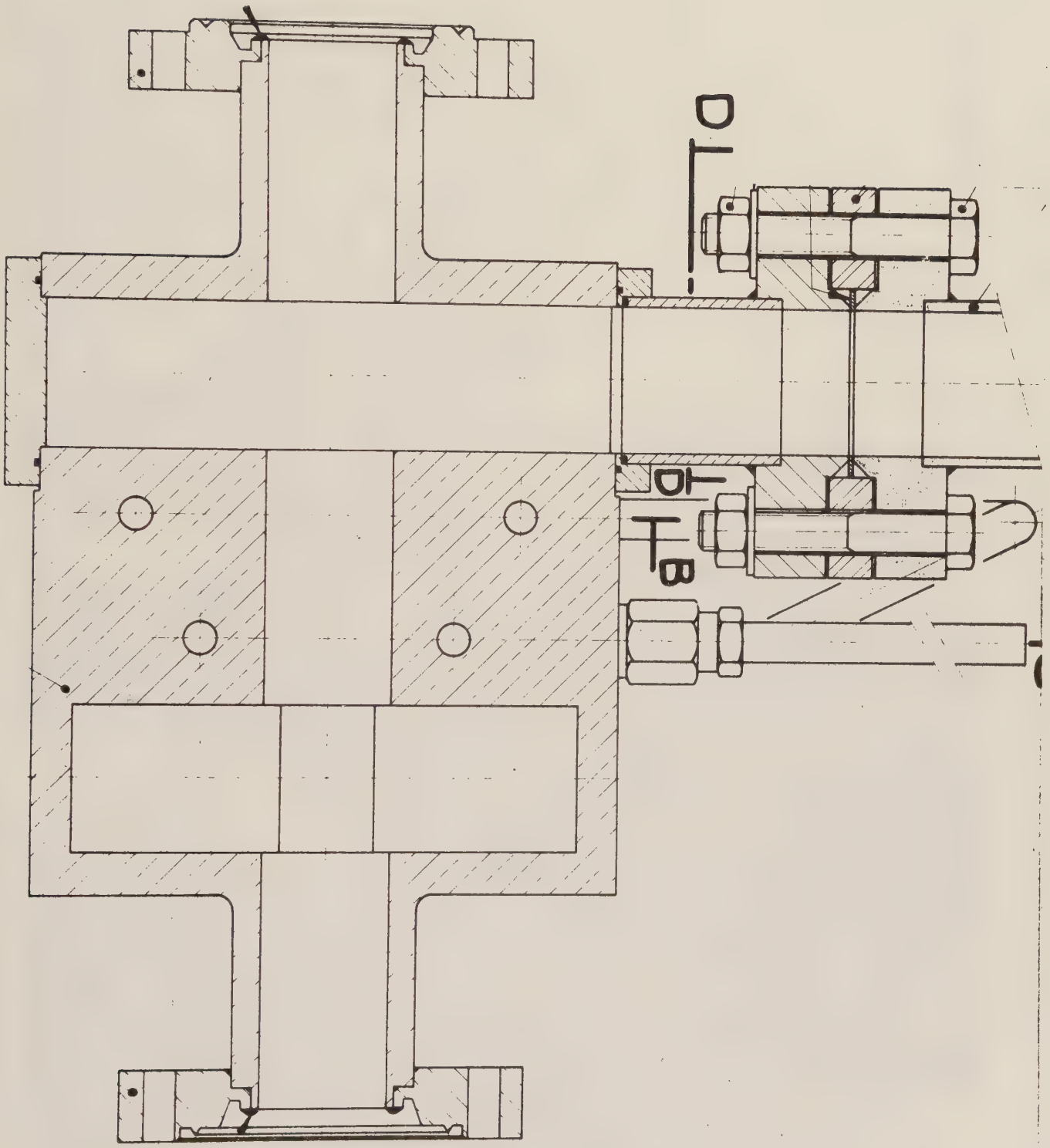


$\hat{I}_F$ = 10mA

← Photo d

Signal positionneur P_1H pour un incrément de courant de guidage ΔIg = - 28mA ⟹ Δx = - 1mm

(Conditions expérimentales du 20-21/xII/71)

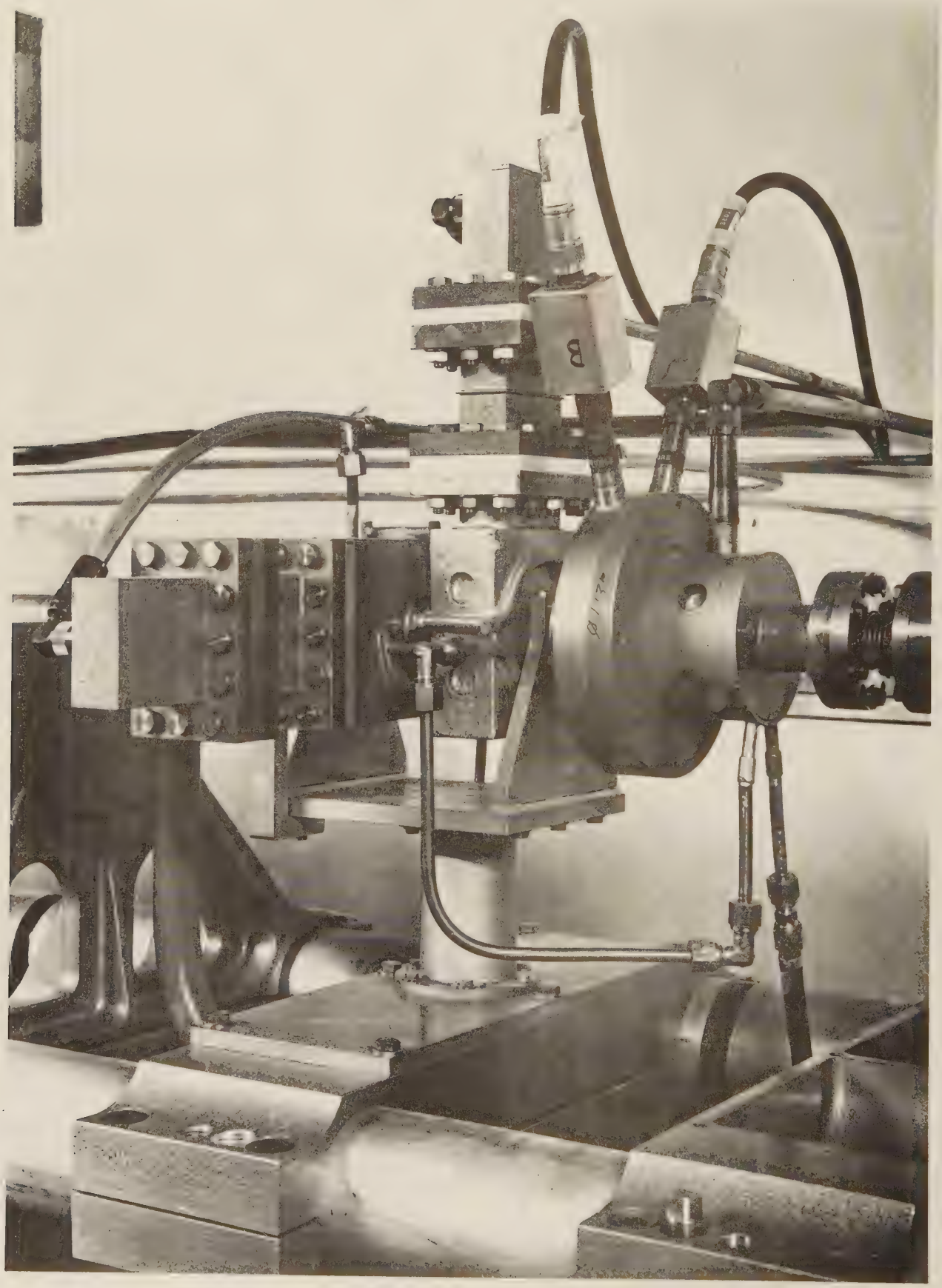


ENSEMBLE POSITIONNEUR H. ET V.

ENSEMBLE DE MESUREURS DU FAISCEAU DIRECT

montés sur un espace de glissement intertranche :

positionneur H. et V. ; tore mesureur de $\dot{I}$; cavité référence de phase

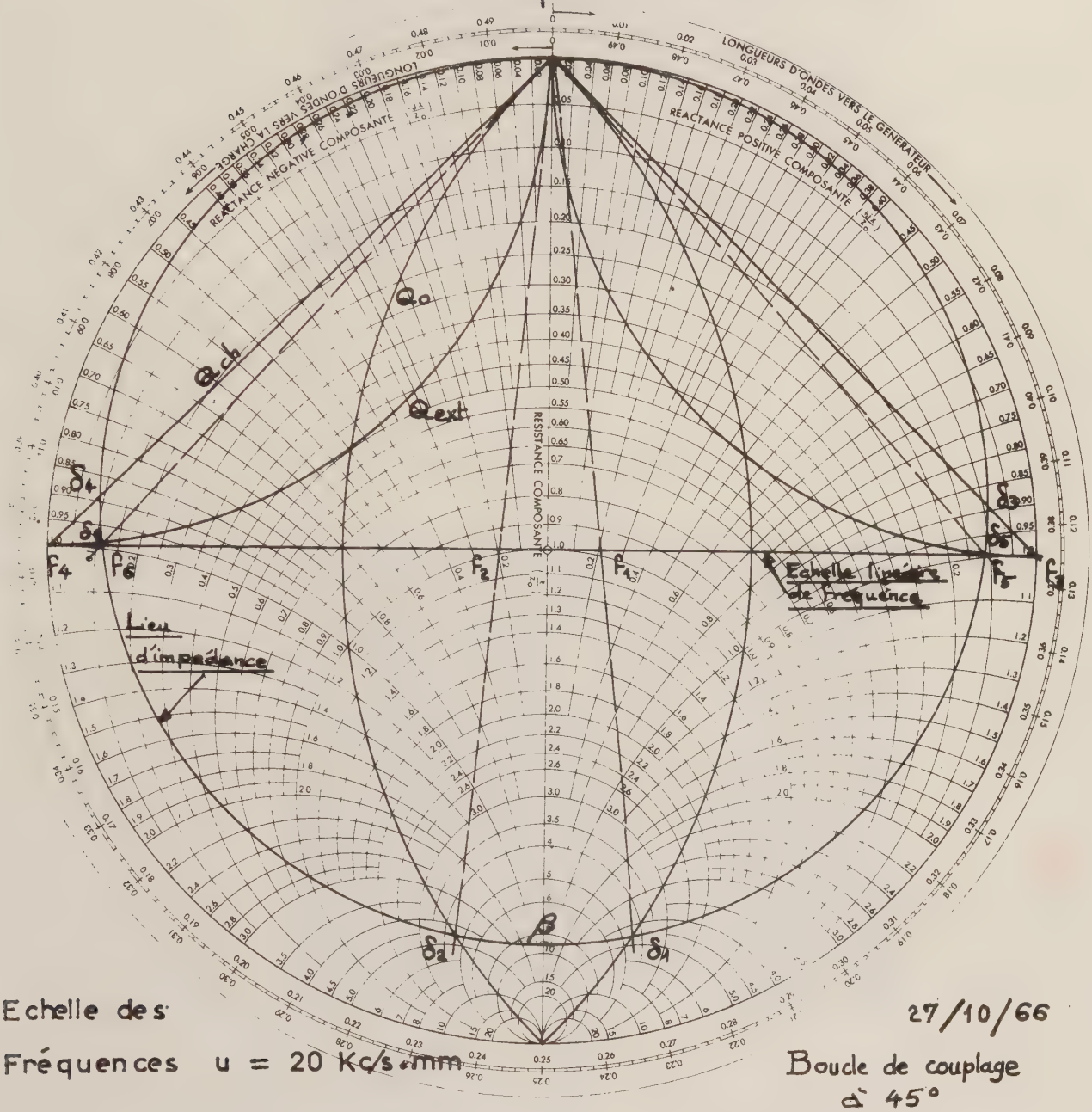


CAVITE REENTRANTE

$\beta = 9$

$Q_o = \dfrac{f_o}{f_1 - f_2} \approx 8800$

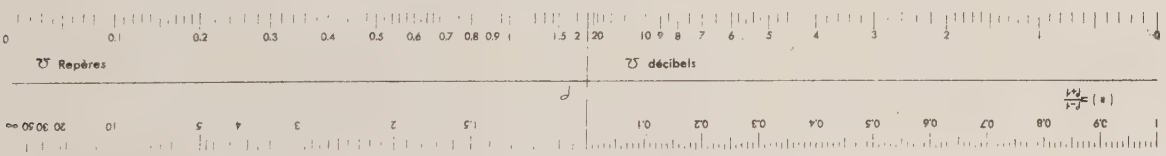
$Q_{ch} = \dfrac{f_o}{f_3 - f_4} \approx 900$



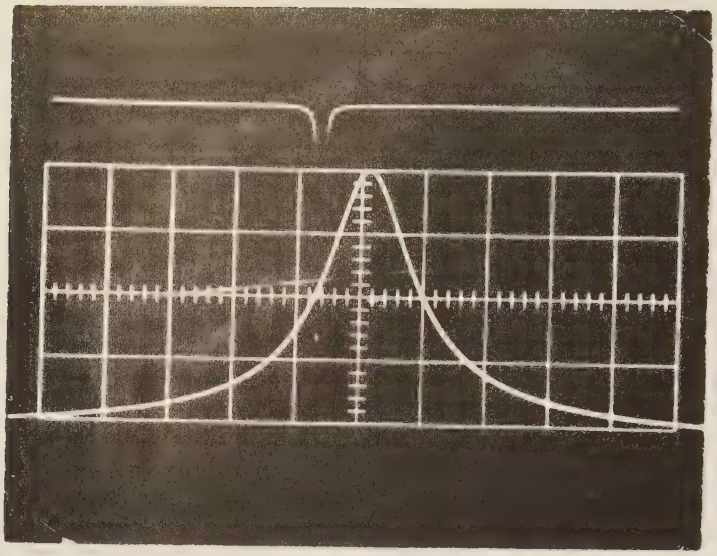
Echelle des Fréquences u = 20 Kc/s.mm

27/10/66

Boucle de couplage à 45°

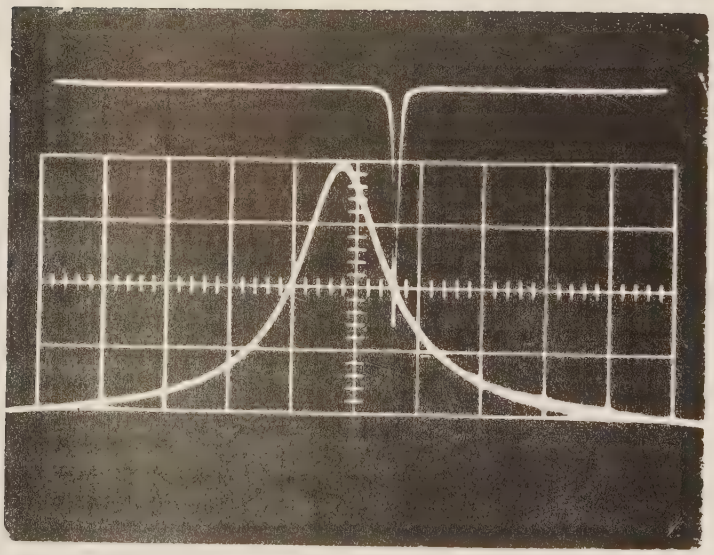


N 361



Marqueur a

f_1 = 2995,95 Mcs



Marqueur b

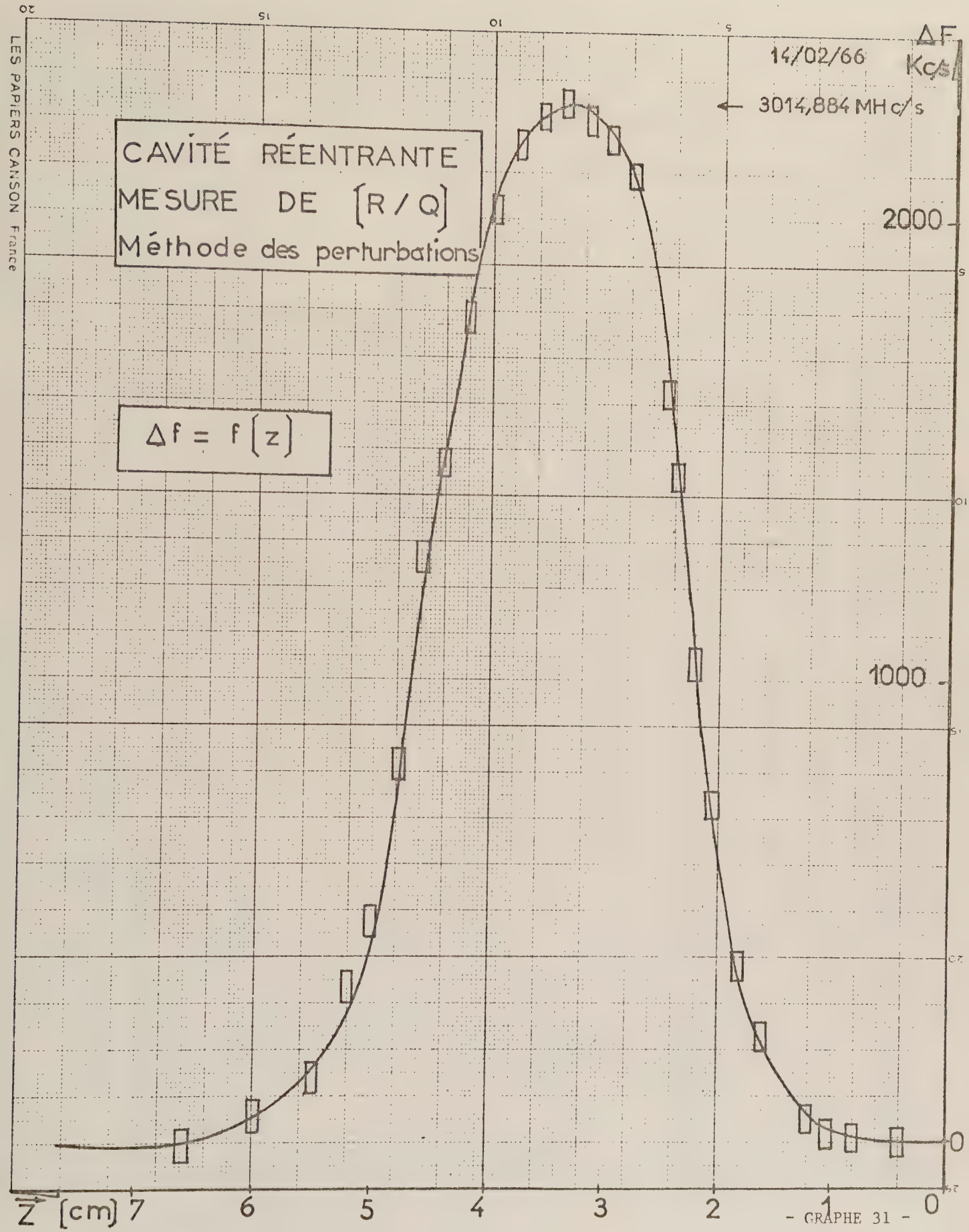
f_2 = 2999, 25 Mcs.

METHODE DYNAMIQUE DE MESURE DE Fo (2997,6 Mcs.)
(wobulation)

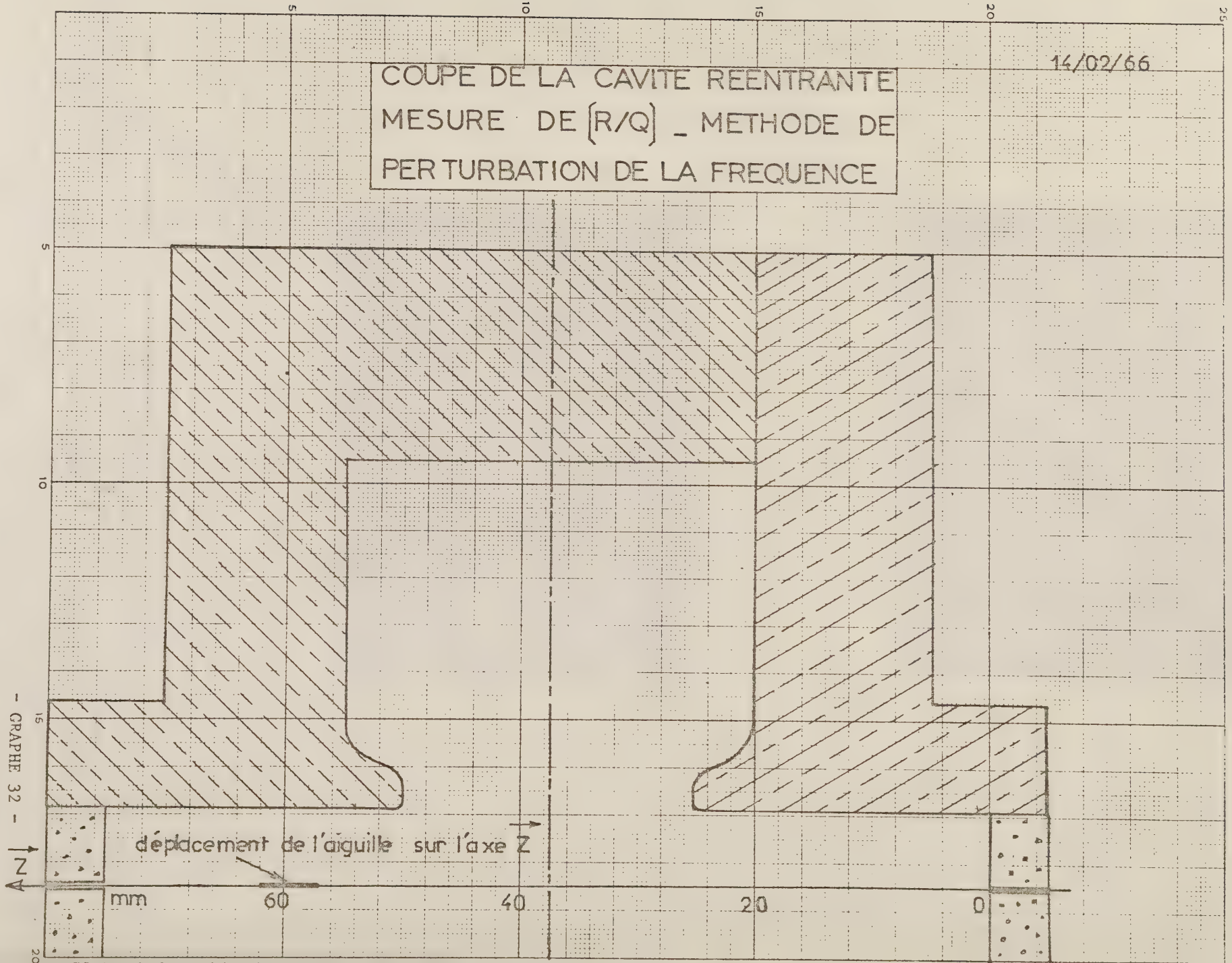
CAVITE REENTRANTE

Bande passante à 3dB : (# 3,3 Mcs)

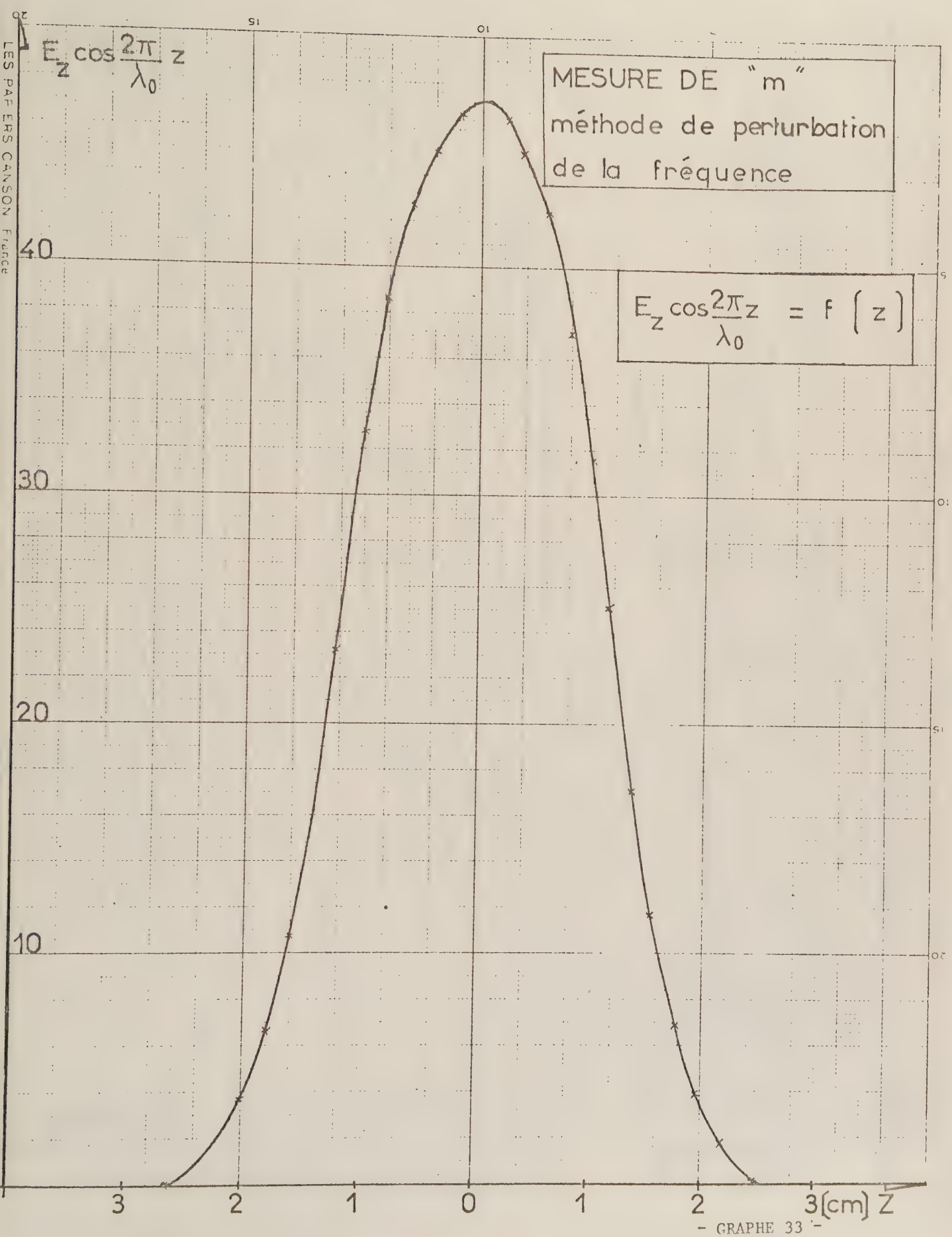
Coefficient de surtension Qch # 900


CAVITÉ RÉENTRANTE
MESURE DE [R/Q]
Méthode des perturbations
Δf = f(z)
14/02/66
ΔF Kc/s
3014,884 MHc/s
2000
1000
0
Z (cm) 7 6 5 4 3 2 1 0
LES PAPIERS CANSON France

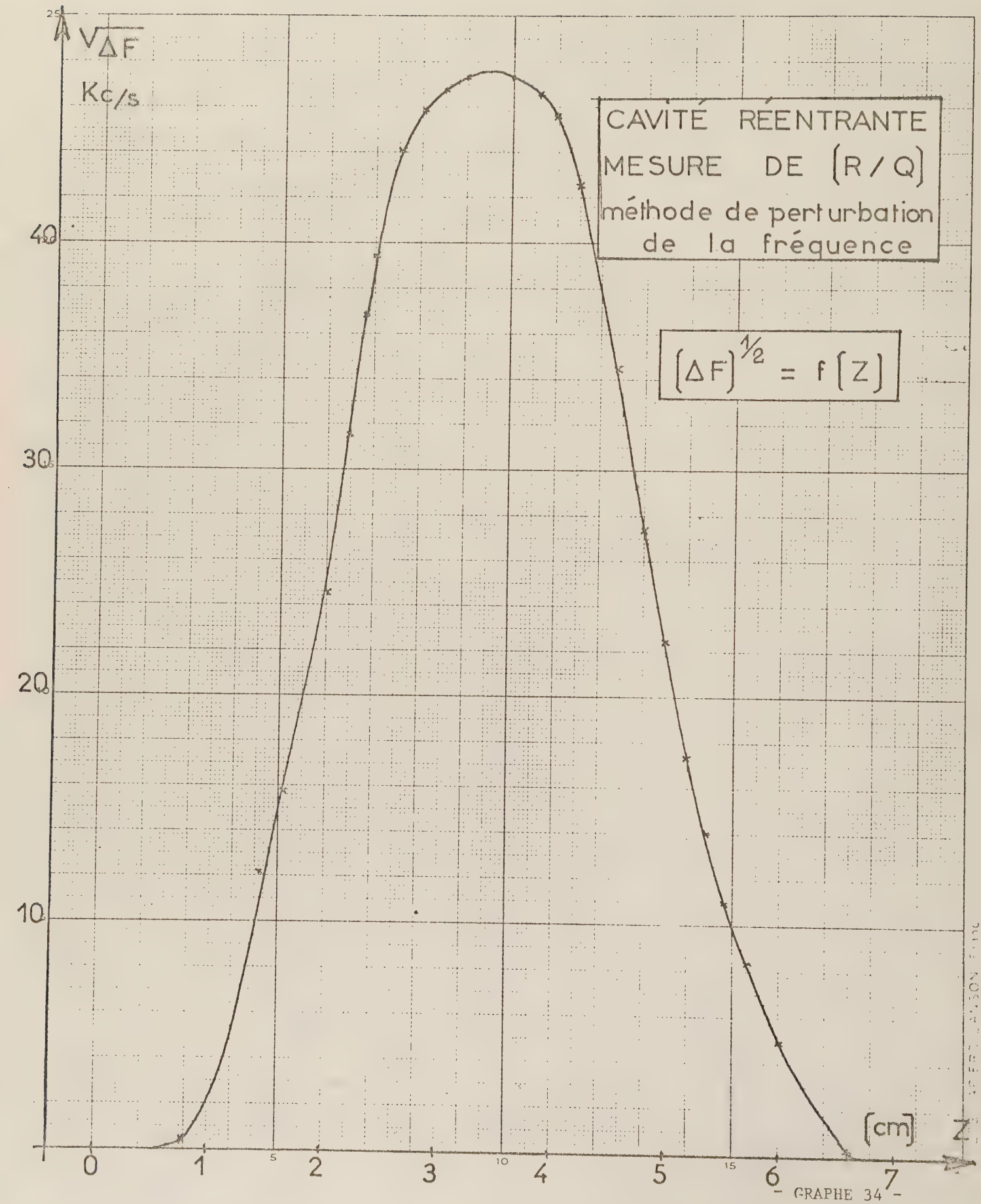
- GRAPHE 31 -


COUPE DE LA CAVITE REENTRANTE
MESURE DE (R/Q) _ METHODE DE
PERTURBATION DE LA FREQUENCE
14/02/66
déplacement de l'aiguille sur l'axe Z
Z
mm
60
40
20
0
5
10
15
20
25

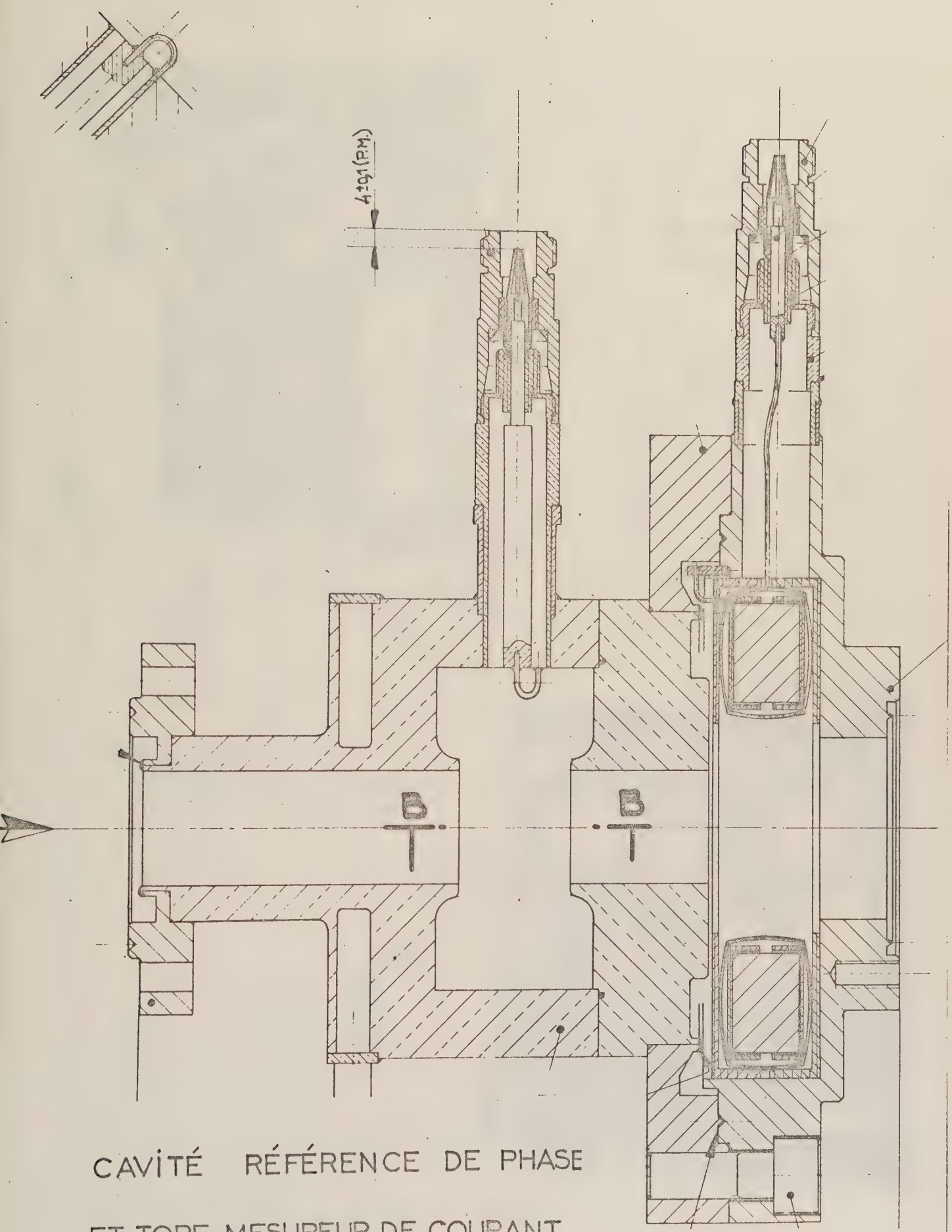
- GRAPHE 32 -


$E_z \cos \frac{2\pi}{\lambda_0} z$
MESURE DE "m"
méthode de perturbation
de la fréquence
$E_z \cos \frac{2\pi z}{\lambda_0} = f(z)$
40
30
20
10
3
2
1
0
1
2
3(cm) Z

- GRAPHE 33 -

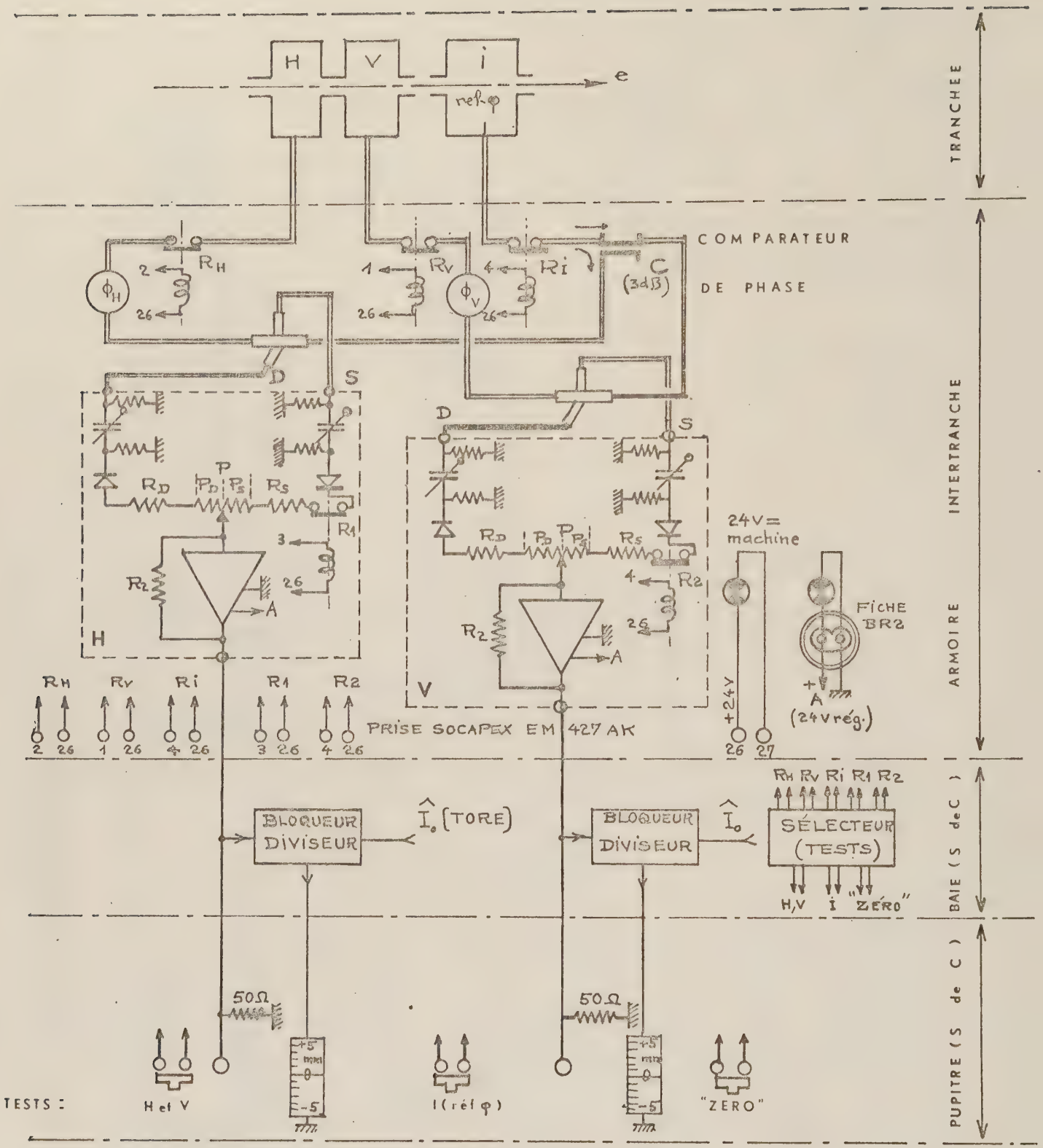

$\sqrt{\Delta F}$
Kc/s
CAVITÉ RÉENTRANTE
MESURE DE (R/Q)
méthode de perturbation
de la fréquence
$(\Delta F)^{1/2} = f(Z)$
40
30
20
10
0
1
2
3
4
5
6
7
[cm]
Z

- GRAPHE 34 -



CAVITÉ RÉFÉRENCE DE PHASE

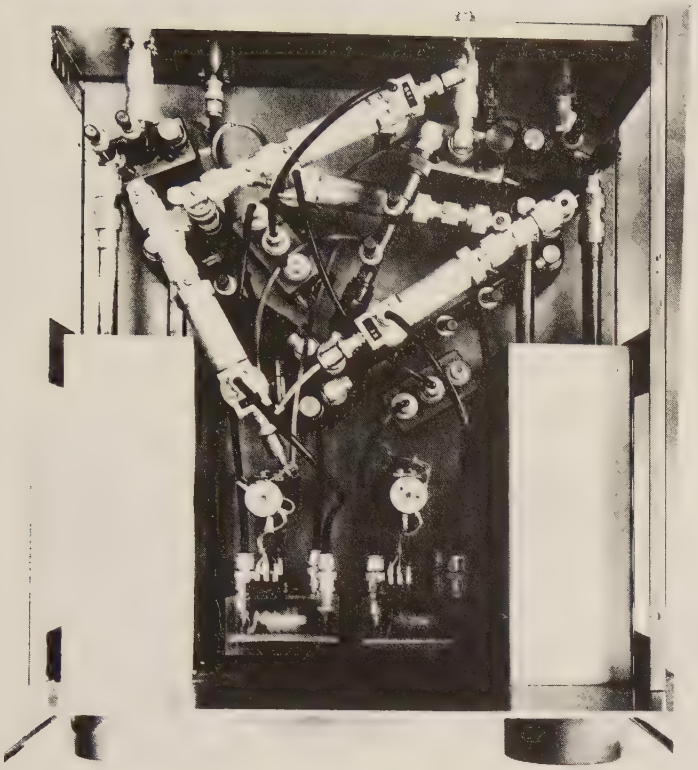
ET TORE MESUREUR DE COURANT



LECTURE DE POSITION

18·04·72. (H.B.)

- GRAPHE 36 -

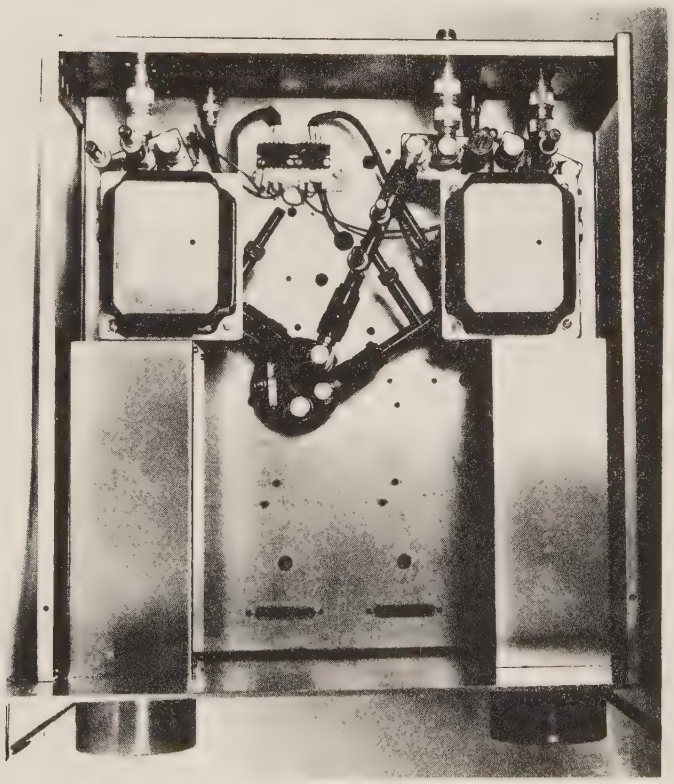


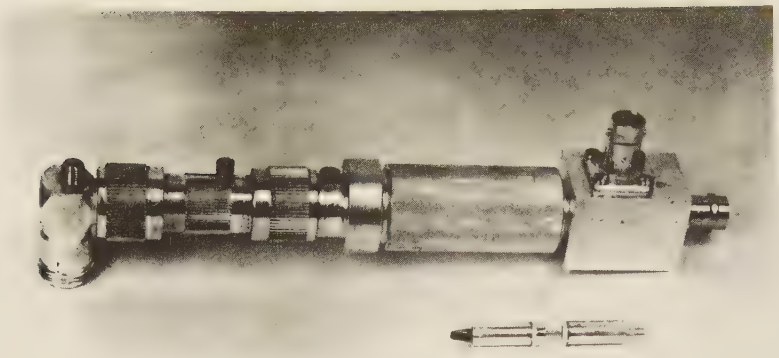
Equipé de détecteurs
à diodes thermoïoniques
(RCA 6173)

- a -

Equipé de détecteurs Schottky
(H.P. 5082-2824)

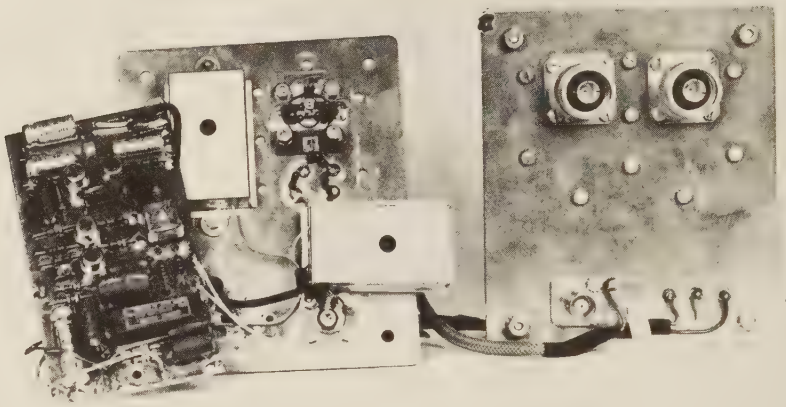
- b -

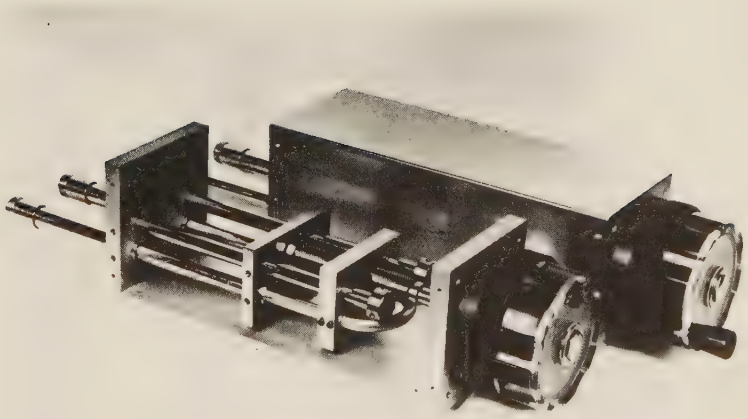




DIODE THERMOIONIQUE DE DETECTION
à ^{3}GHz. R.C.A 6173 et sa monture

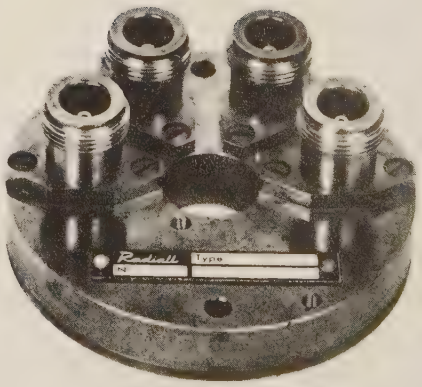
DETECTEURS SCHOTTKY
H.P. 5082. 2824
avec montage différentiel,
circuits d'adaptation et
amplificateur



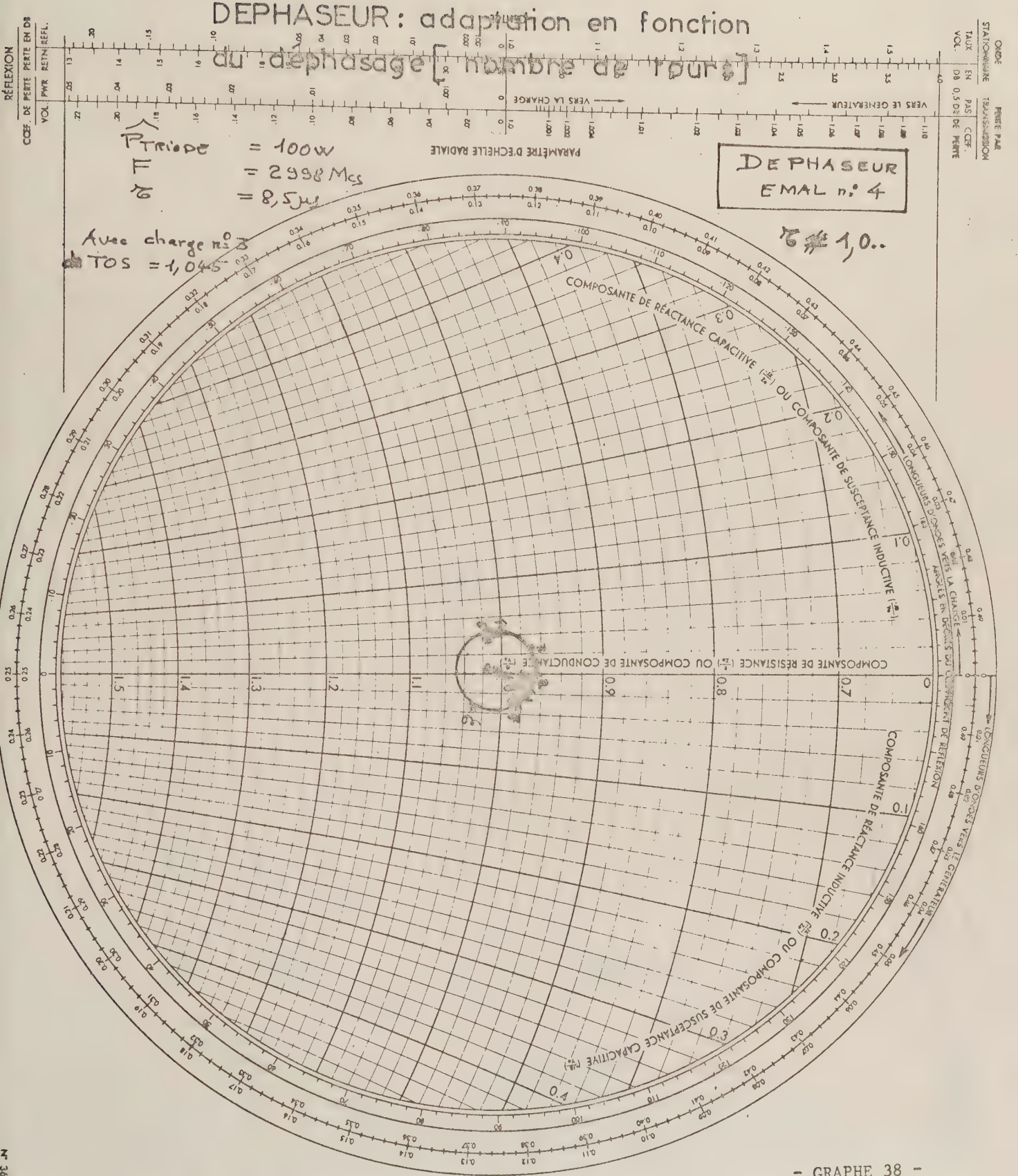


DEPHASEUR AJUSTABLE
(360°)

ANNEAU HYBRIDE COAXIAL
("Té magique")



DEPHASEUR : adaptation en fonction du déphasage [nombre de tours]

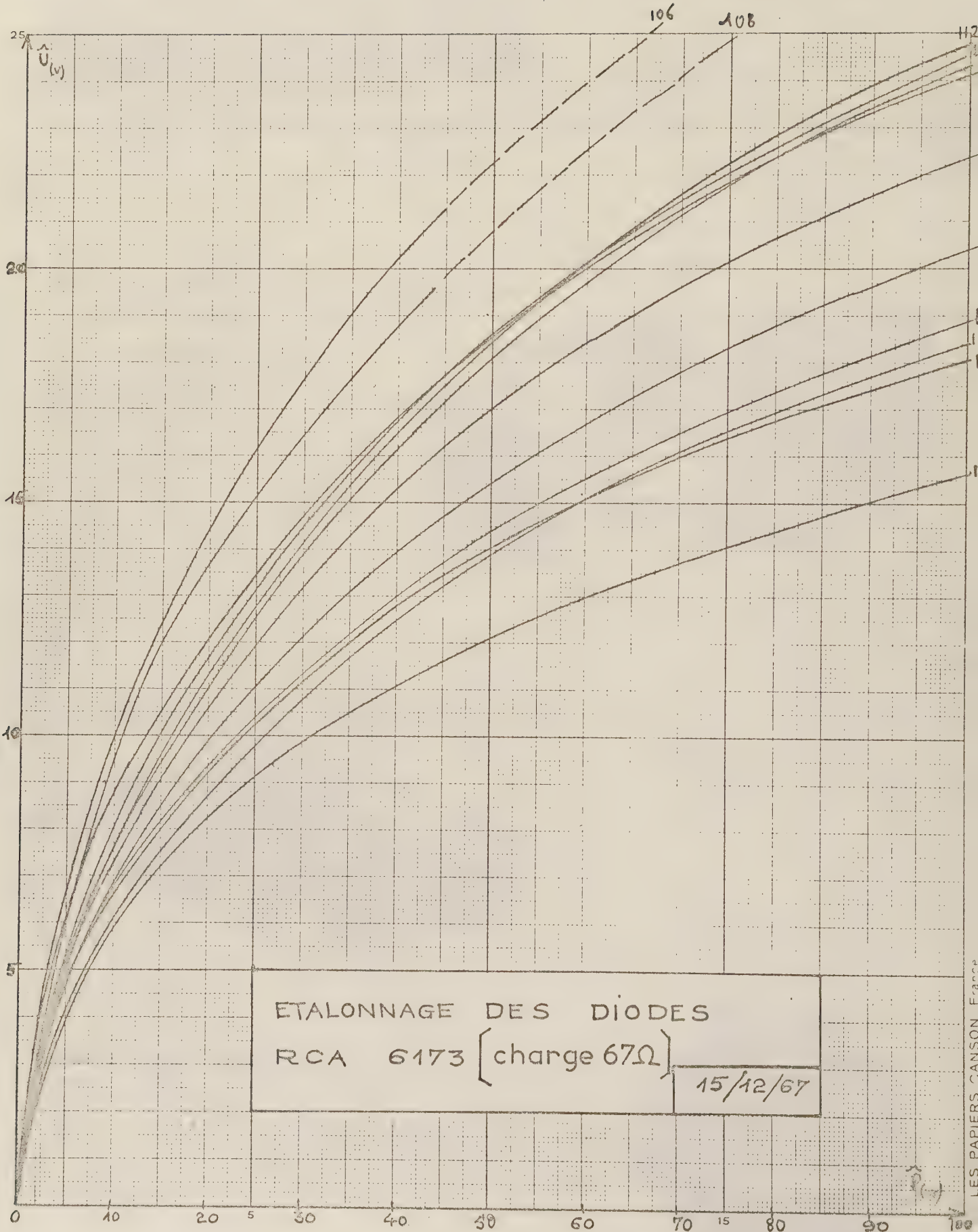


P Triode = 100 W
F = 2998 Mcs
τ = 8,5 µs

Avec charge n° 3
TOS = 1,045

DEPHASEUR
EMAL n° 4

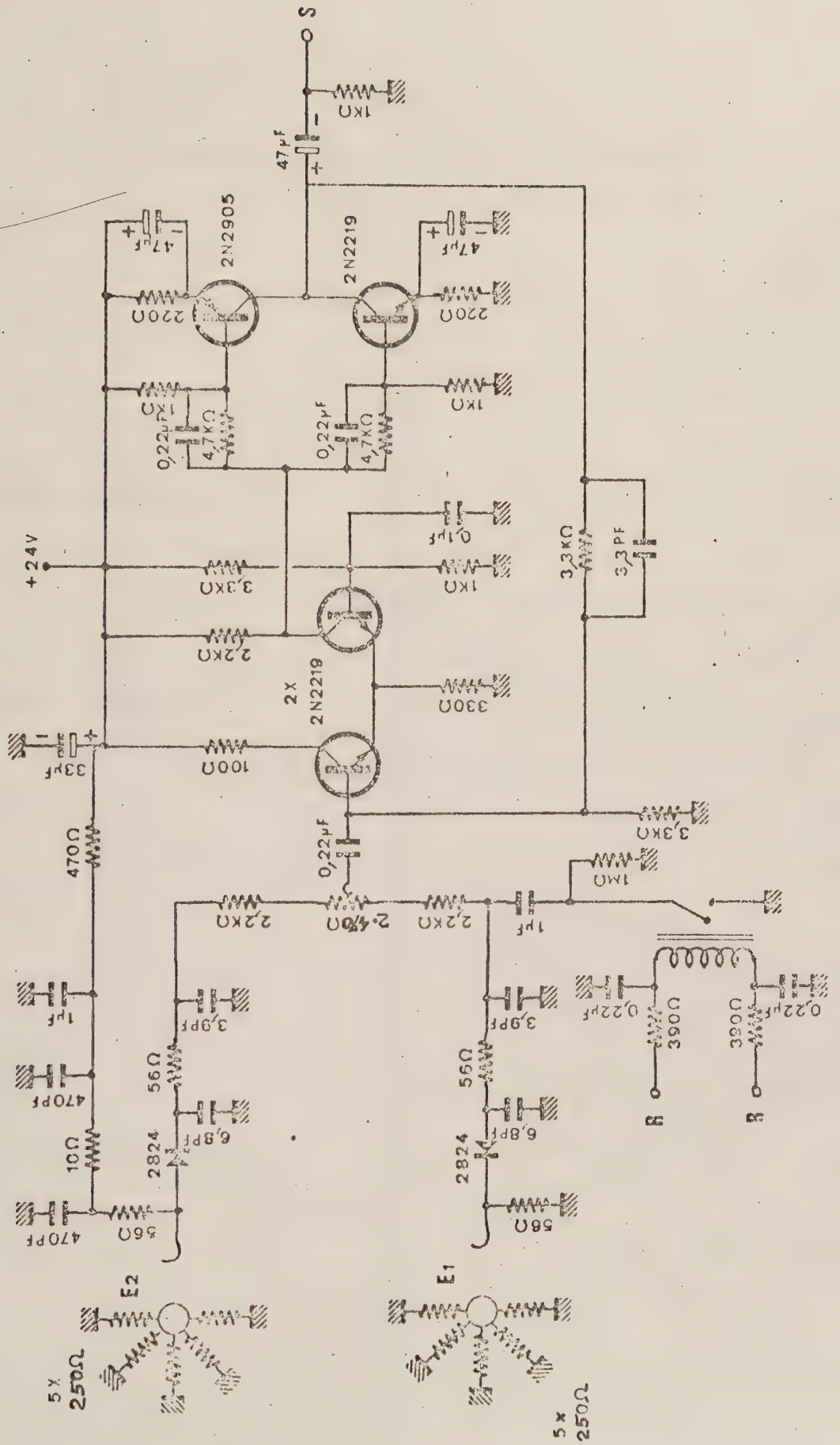
τ = 1,0..

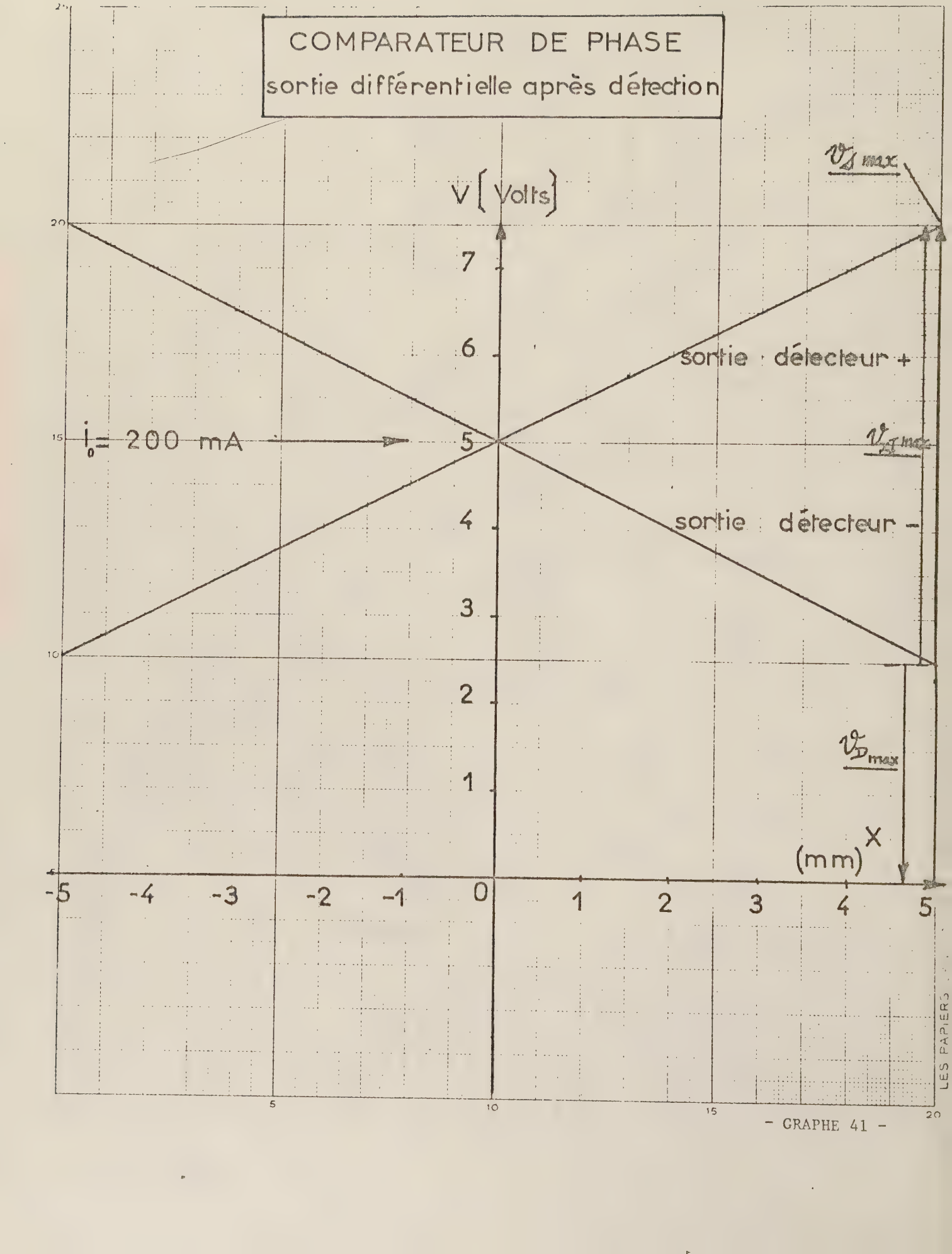


LES PAPIERS CANSON France

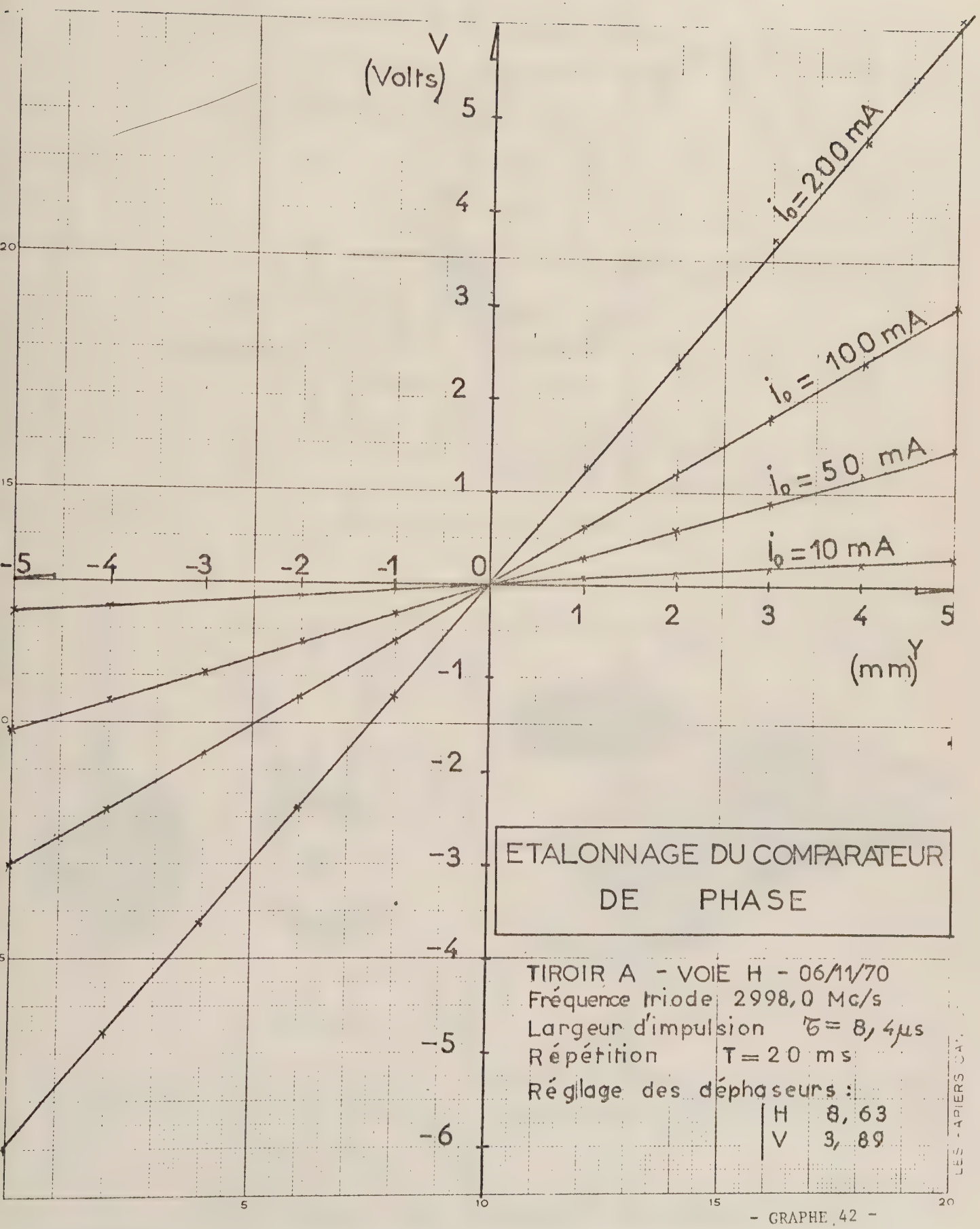
- GRAPHE 39 -

DETECTEUR DE POSITION




COMPARATEUR DE PHASE
sortie différentielle après détection
V [Volts]
$v_{S\,max}$
sortie détecteur +
i_0 = 200 mA
$v_{S1\,max}$
sortie détecteur −
$v_{D\,max}$
X (mm)
7
6
5
4
3
2
1
-5
-4
-3
-2
-1
0
1
2
3
4
5
20
15
10
5
10
15
20

- GRAPHE 41 -



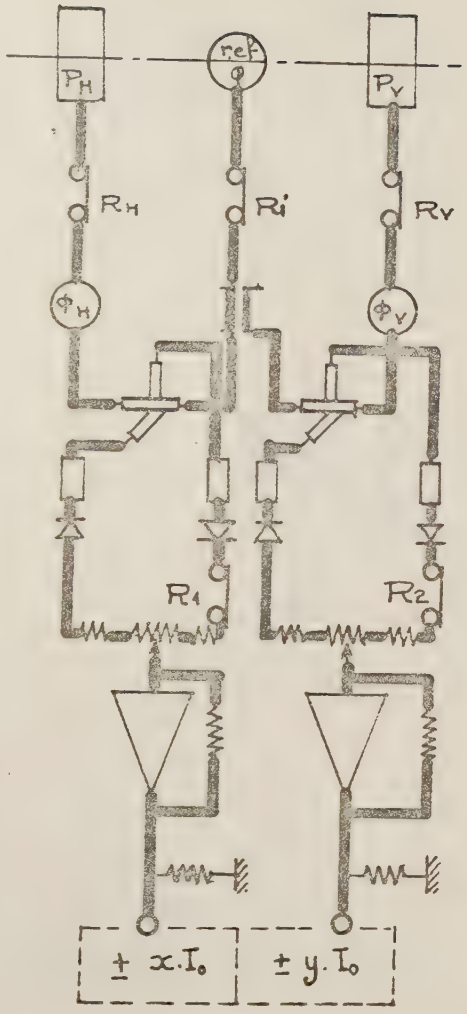
ETALONNAGE DU COMPARATEUR DE PHASE

TIROIR A - VOIE H - 06/11/70
Fréquence triode 2998,0 Mc/s
Largeur d'impulsion τ = 8,4 µs
Répétition T = 20 ms
Réglage des déphaseurs :

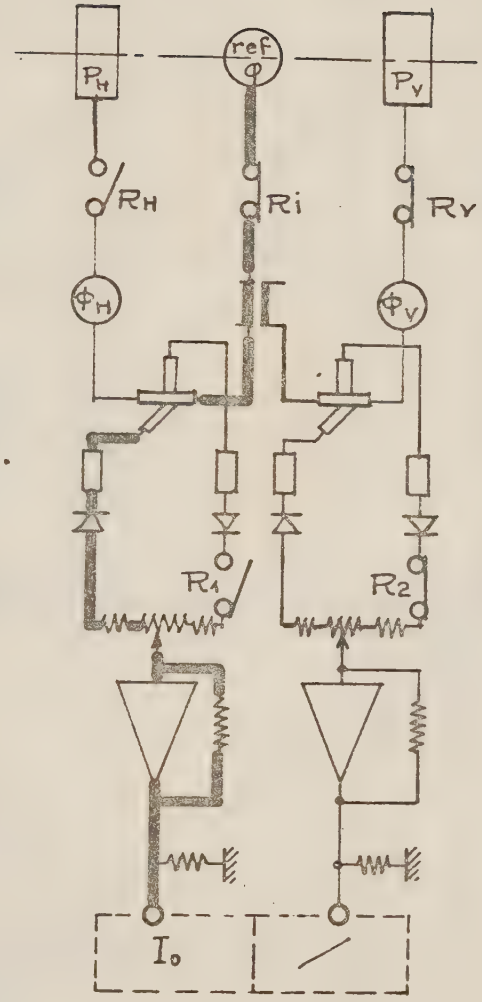
H	8,63
V	3,89

LES - ARPIERS (34)

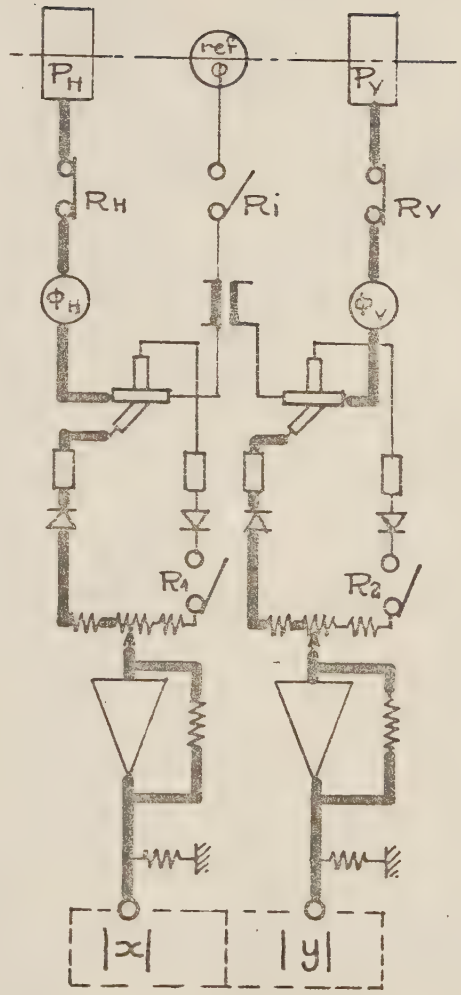
- GRAPHE 42 -



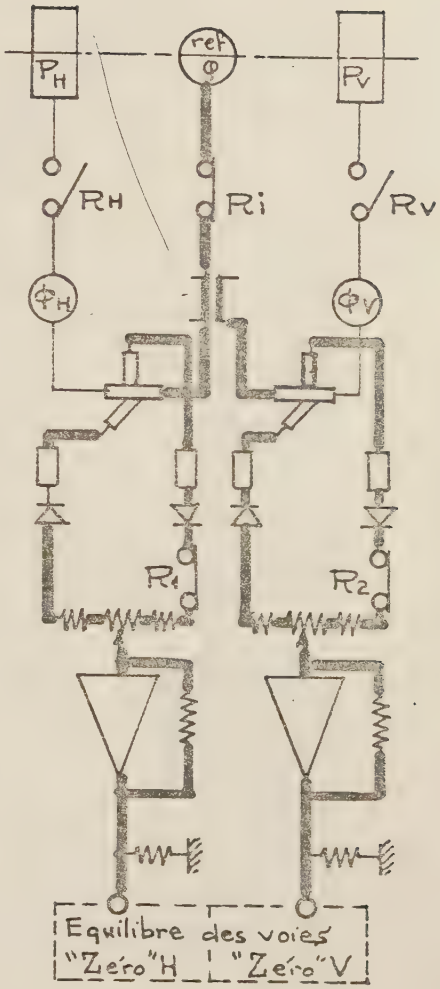
a



b



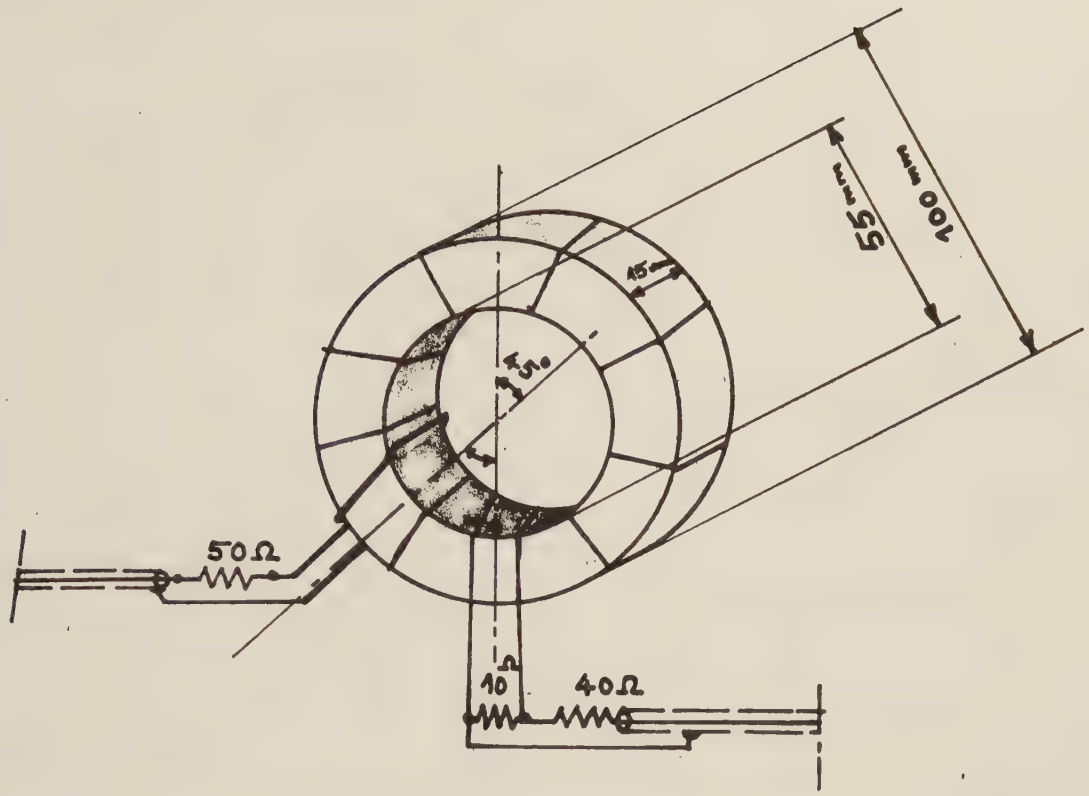
c



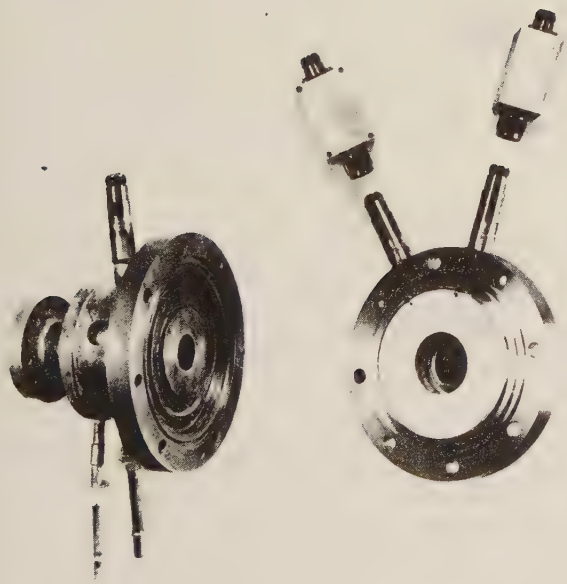
d

COMPARATEUR DE PHASE : élaboration de l'information de position et des signaux de contrôle

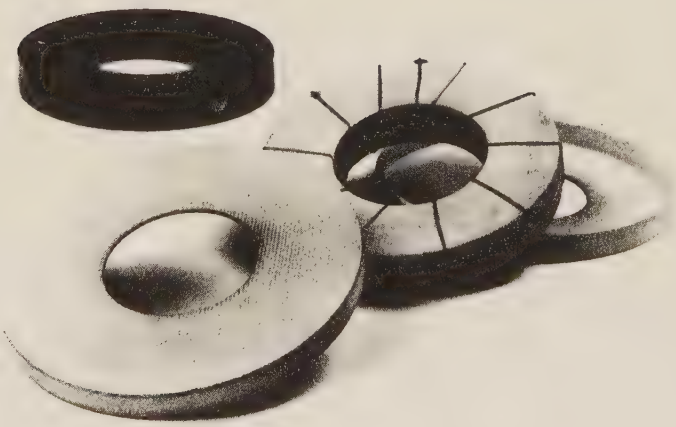
18.04.72 [H.B.]



Mesureur de courant direct



Ensemble cavité référence de phase et tore + adaptateurs

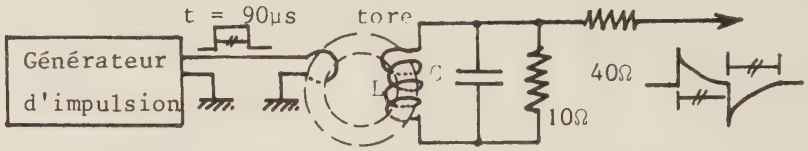


Tore Cofelec H30, enroulement de mesure, spire test et double boitier de protectio

CAPTEUR INDUCTIF A TORE MESUREUR DU COURANT DIRECT

MESURE DE L'INDUCTANCE DU CAPTEUR A TORE
FONCTIONNANT EN REGIME APERIODIQUE

oscilloscope/R = 50Ω



1ère Méthode : Mesure de L/R

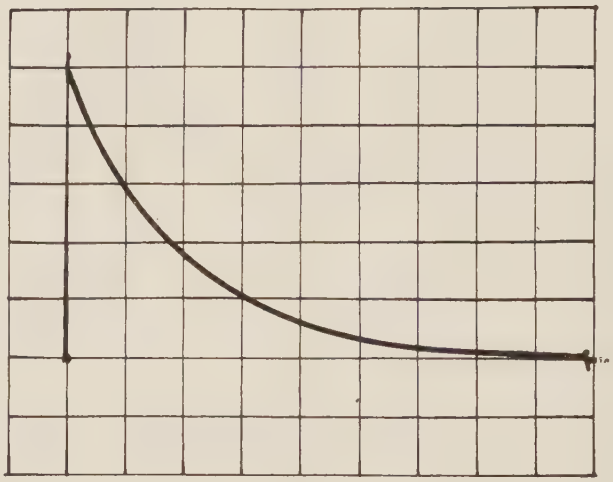
La loi de décroissance de l'amplitude de l'impulsion est :

$$v \# Ve^{-t/T_2} \text{ avec } T_2 = \frac{L}{R}$$

Elle atteint la valeur $\frac{1}{e}.V$ au bout d'un temps : $t \# 20\mu s$

$\Rightarrow T_2 \# 20\mu s$

et $L = RT_2 \# 200\mu H$



(Photo ci-contre - 10µs . cm)

2ème Méthode : Mesure directe de L :

a) avec le selfmètre Rodhe et Schwarz (L Meßgerät LARU 610 FNR M 1282/178)

L = 195µH

b) avec le pont universel MARCONI Instruments LTD TF 2700

L = 200µH

SOIT : L # 200µH

INFORMATION DELIVREE PAR LE MESUREUR A TORE

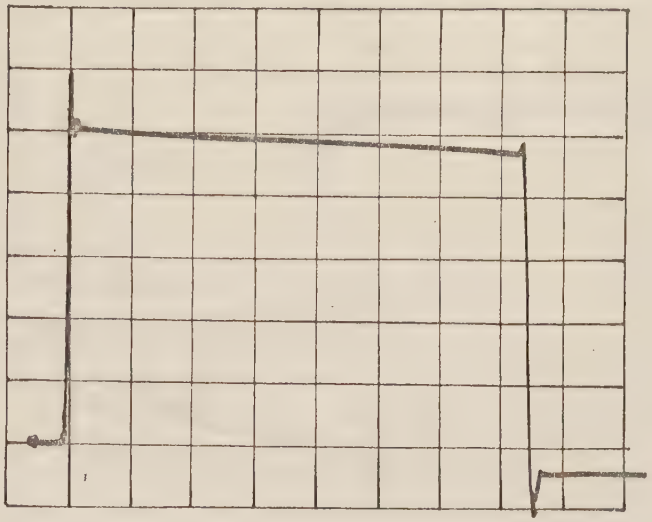
A -

Réponse du tore à une impulsion rectangulaire délivrée par un générateur.
Un fil rectiligne dans le plan axial du capteur simule le faisceau.

t = 1,5µs (0,2µs . cm ⟶)

Chute sur le plat de l'impulsion :

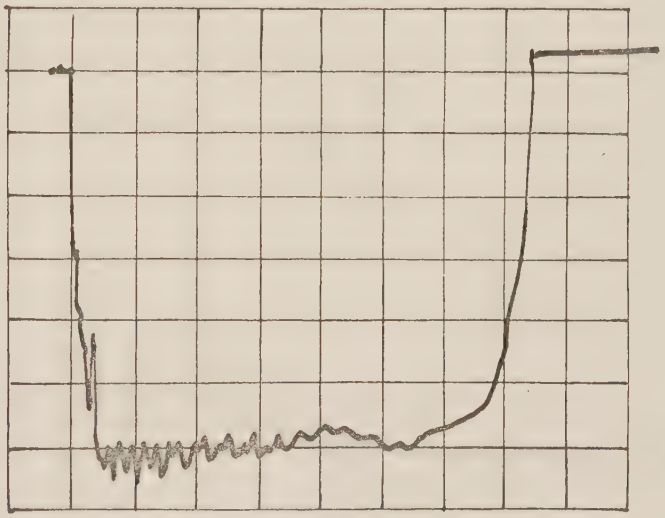
D% ≠ 7,5%



B -

Signal délivré pour un courant faisceau I_o ≠ 125mA
t = 1,5µs
Information à l'entrée du préamplificateur (intertranche 1. 08.05.72)

0,2V . cm.
0,2µs . cm.

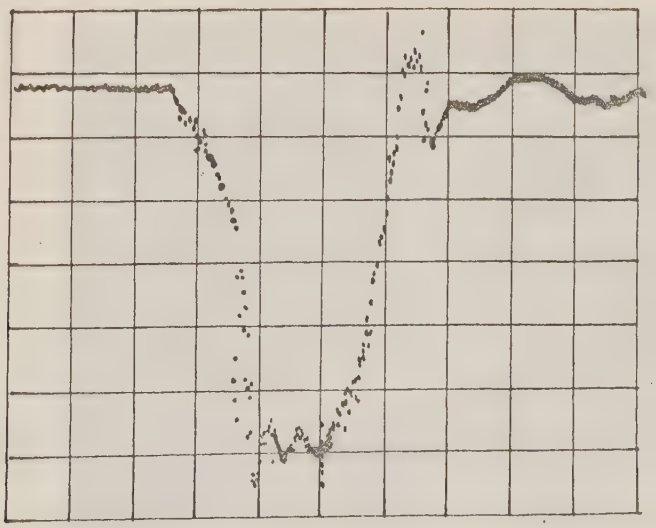


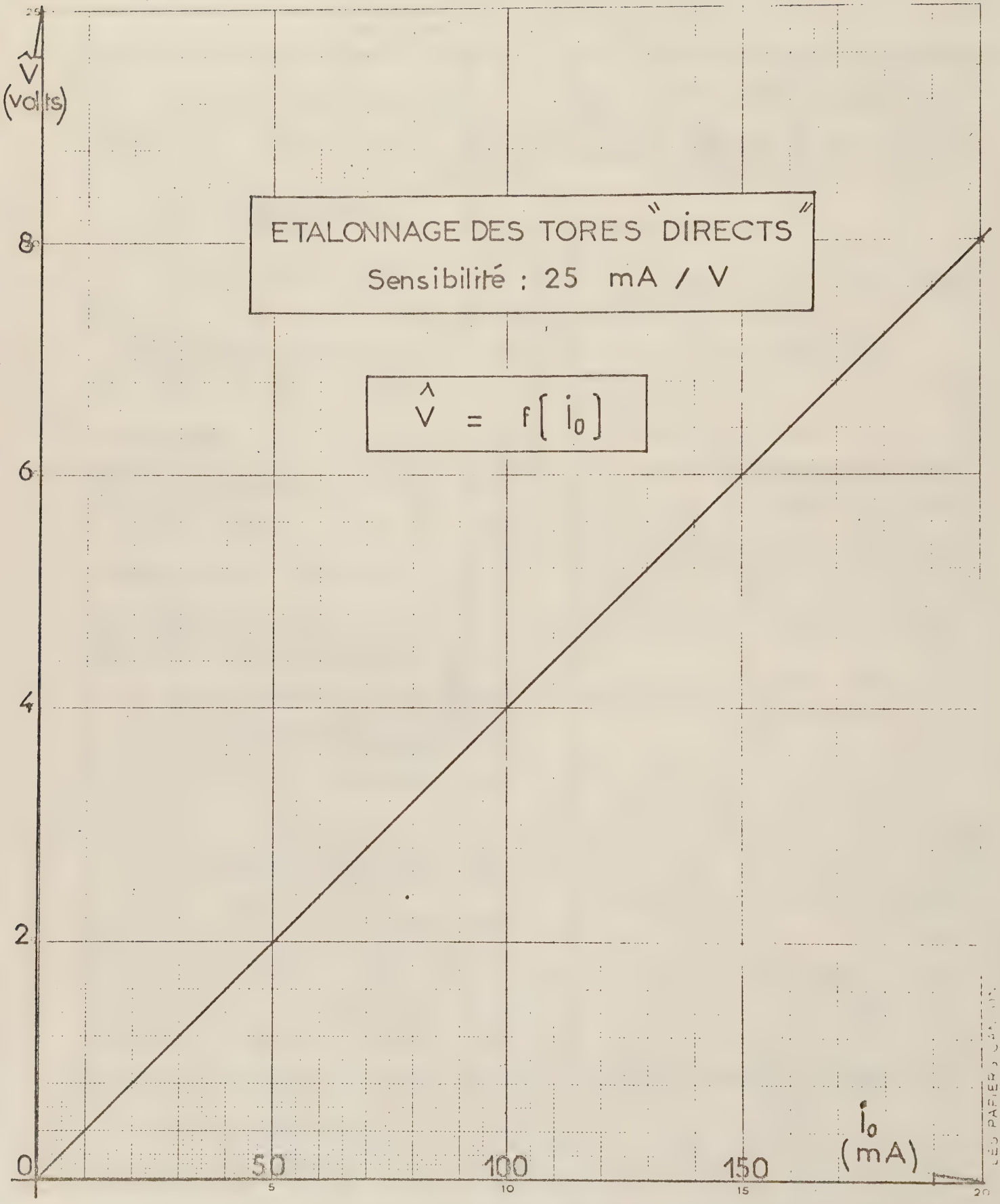
C -

Réponse du tore à une Impulsion courte (11ns à mi-hauteur) (tore OA.)

$$tm\begin{bmatrix} 90 \\ \nearrow \\ 10 \end{bmatrix} < 5ns$$

[5ns . cm]




$\hat{V}$ (volts)
ETALONNAGE DES TORES "DIRECTS"
Sensibilité : 25 mA / V
$\hat{V} = f[i_0]$
8
6
4
2
0
50
100
150
i_0 (mA)
5
10
15
20

- GRAPHE 47 -

A -

Atténuation introduite par le coaxial KX4 (l ≈ 300m)

(en régime permanent)

V_2 : Signal générateur chargé par le câble/50Ω

V_2 = 1200mV

V_1 : Signal transmis/R = 50Ω

V_1 = 1080mV

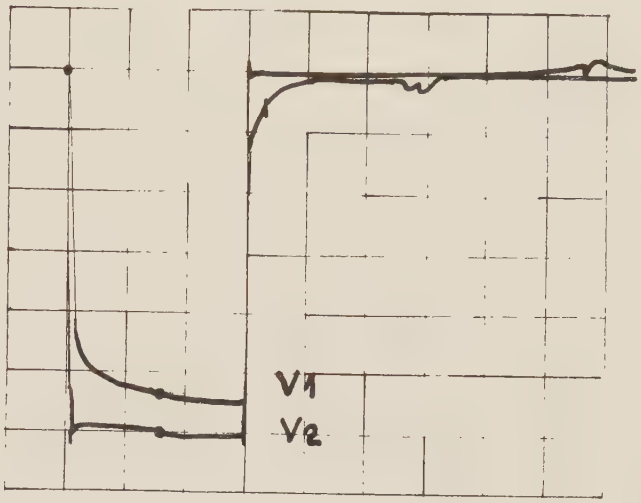
Chute ≈ 10%

Atténuation : $\gamma \approx 1,1$

ou gain : $\gamma^{-1} \approx 0,9$

0,5µs.cm

0,2V.cm



B -

Réponse indicielle d'un câble coaxial KX4 (l ≈ 300m)

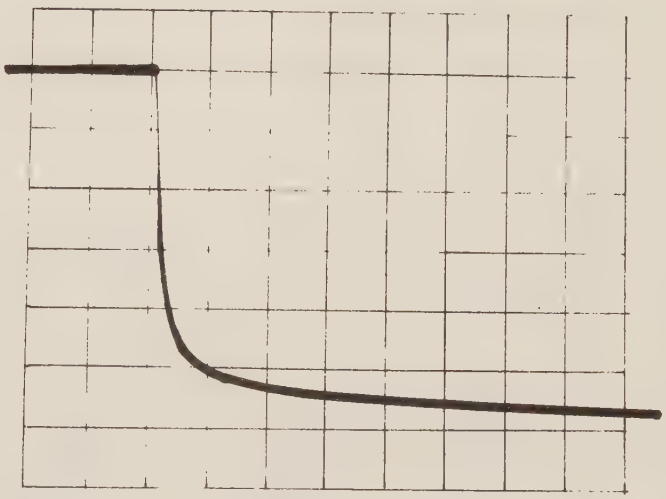
chargé par R = 50Ω

Signal transmis :

tm [10% / 90%] ≈ 200ns

100ns.cm

0,2V.cm



C -

Transmission d'une impulsion rectangulaire t ≈ 20ns par un coaxial KX4, l ≈ 300m compensé avec 3 filtres (T) passifs en cascade.

La loi de correction est de la forme :

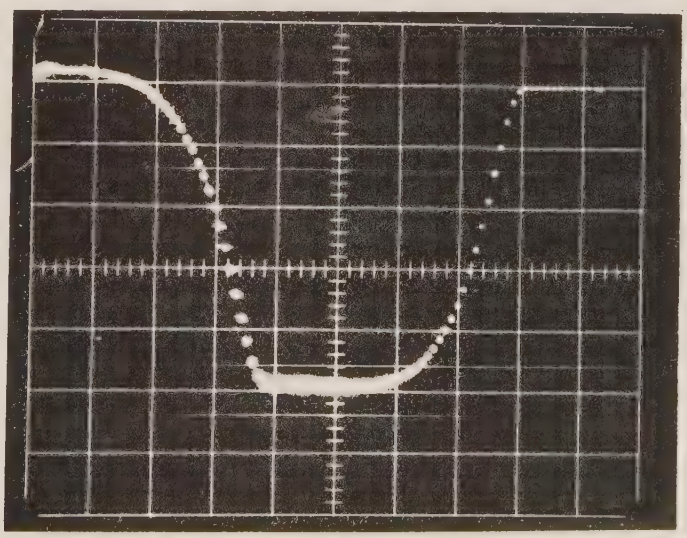
$C = 0,34e^{-t/2,5} + 0,47e^{-t/16} + 0,19e^{-t/200}$

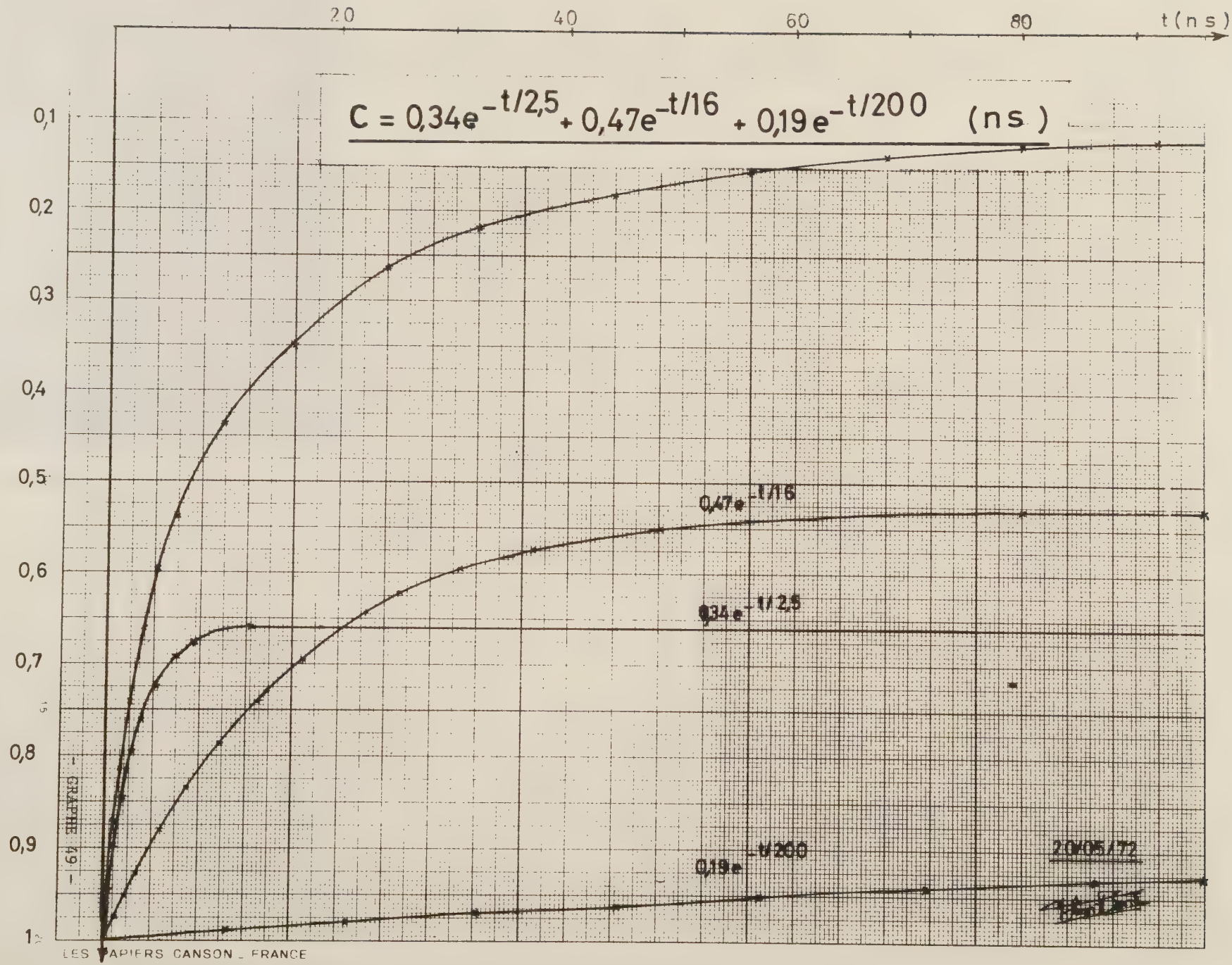
(constantes en ns.)

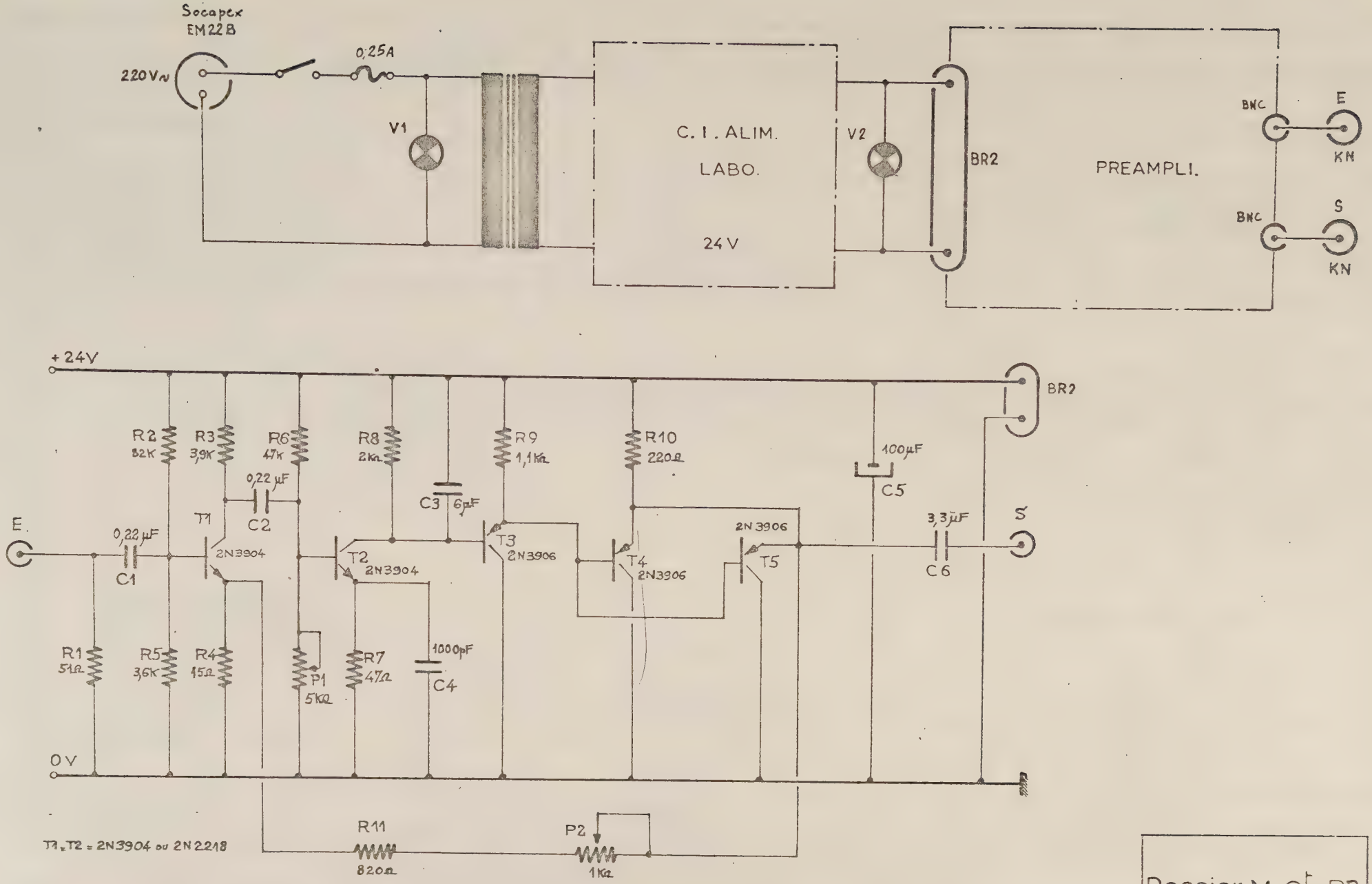
tm [10% 90%] ≈ 7,5ns.

bande passante ≈ 45 Mcs.

5ns.cm




20
40
60
80
t(ns)
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
0,9
1
C = 0,34e^-t/2,5 + 0,47e^-t/16 + 0,19e^-t/200 (ns)
0,47e^-t/16
0,34e^-t/2,5
0,19e^-t/200
20/05/72
- GRAPHIE 79 -
LES PAPIERS CANSON - FRANCE



PREAMPLI.

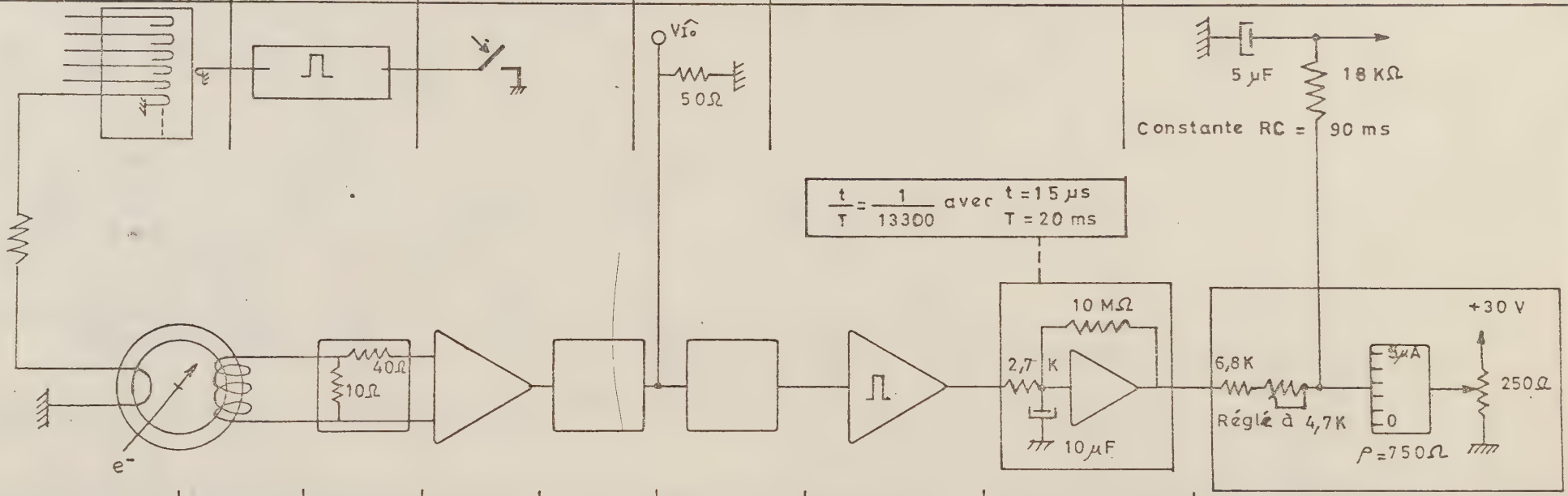
- GRAPHE 50 -

Dossier M. Ct. Pn

PRÉAMPLI

CHAINE DE MESURE DES TORES DIRECTS

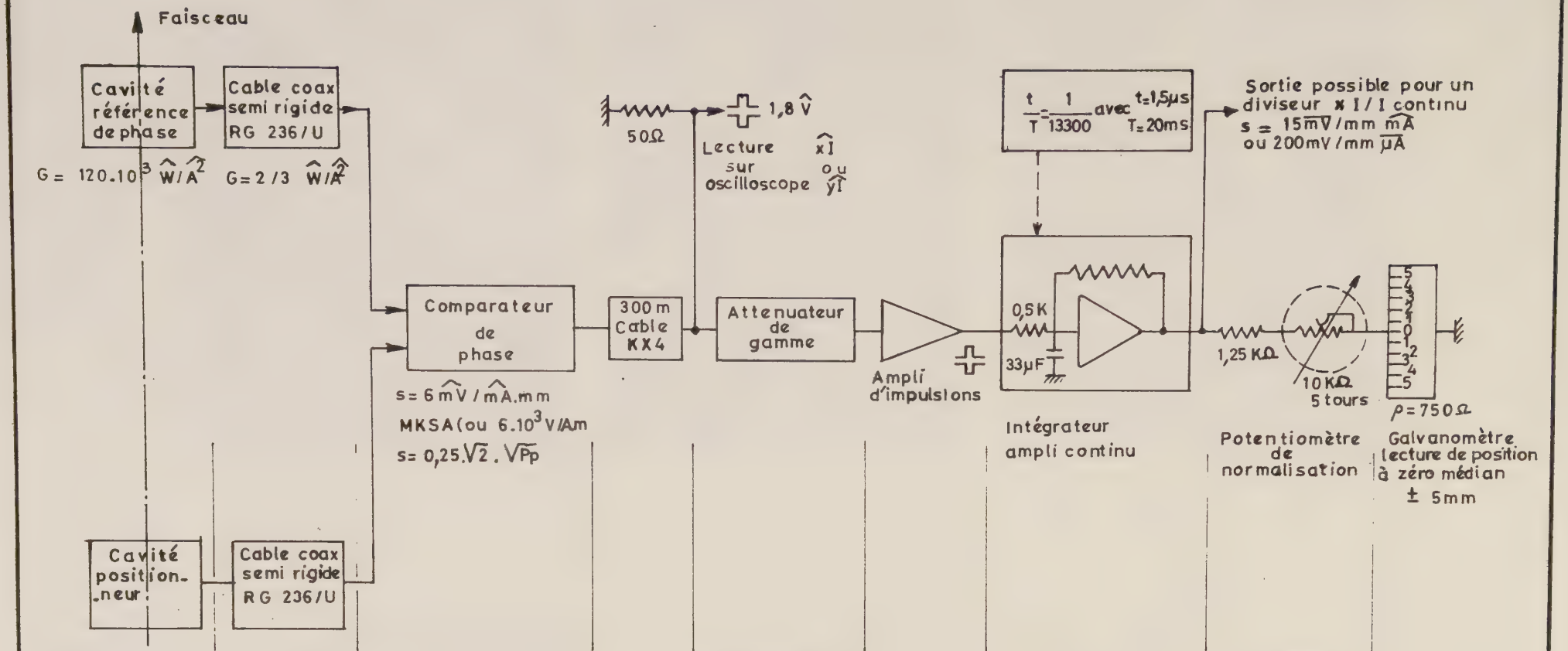
Eléments	Transfo. 12 Voies	Géné. d'impulsions	Commande déclanchement impulsion test	Lecture sur oscillo. $\hat{I}o$		Sortie possible vers un diviseur x I/I continu
Niveau de sortie "test" ou $Io = 50\,\hat{m}A$	2,3 $\hat{V}$.	9,6 $\hat{V}$. ($t = 1,5\,\mu s$ / $T = 20$ ms)	Poussoir	2 V ⇒ 50 $\hat{m}A$		3,4 V ($s = 900$ V. $\mu\bar{A}$ avec $t = 1,5\,\mu s$ $T = 20$ ms)



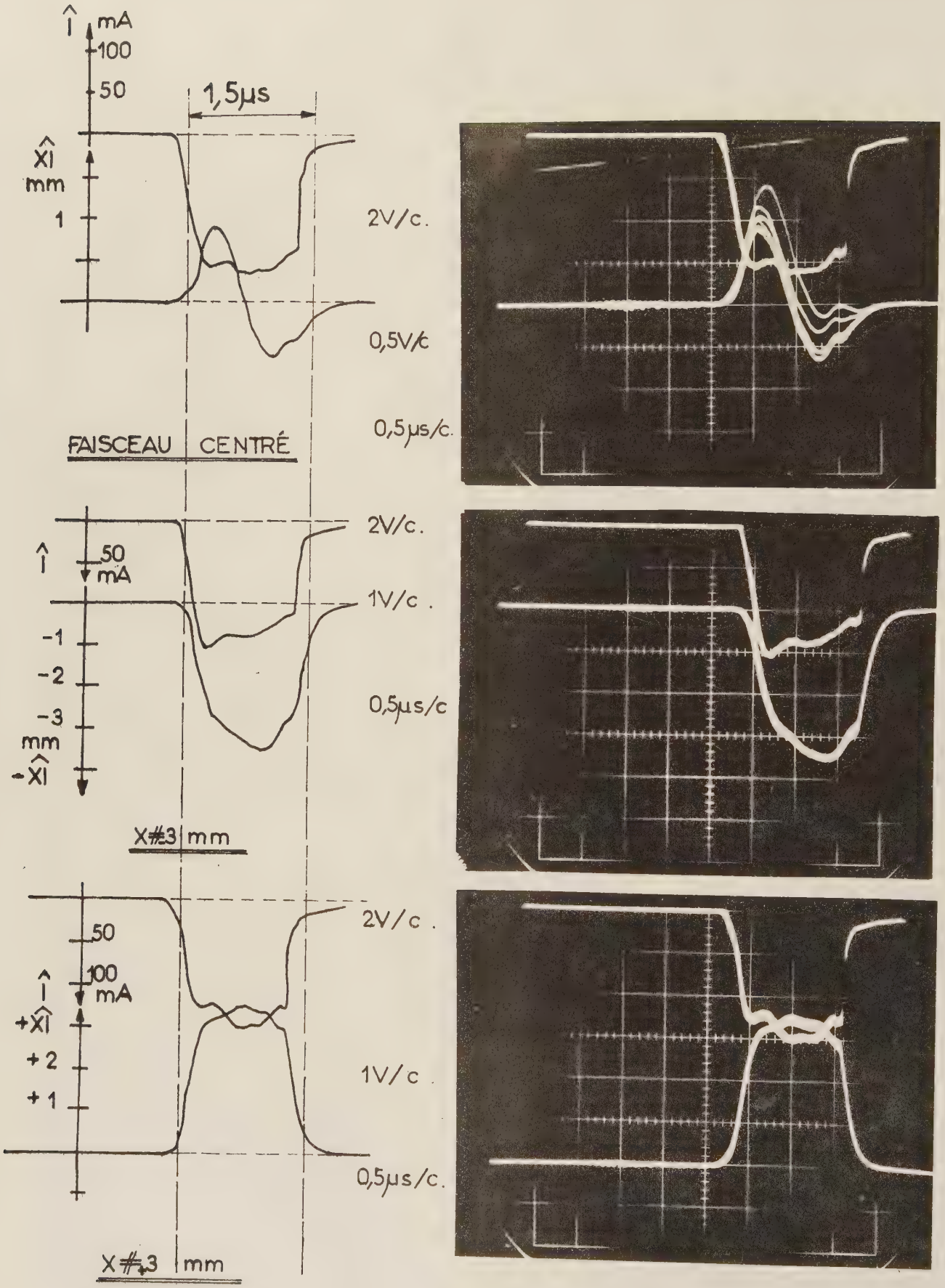
Eléments	Faisceau	Enroulement de mesure	Adaptateur	Préampli	300m Cable KX4 Zc = 50Ω	Atténuateur de gammes	Amplificateur d'impulsions	Integrateur ampli.continu	Pont diviseur {Galvanomètre: lecture de I moyen faisceau}
Gains		1 V/A	0,5	89	0,9	Gamme x1 Gain 1 " x2,5 " 0,4 " x5 " 0,2 " x10 " 0,1	6	$3700 \times \frac{t}{T} \# 0,28$	$\# 64.10^{-3}$
Niveau obtenu avec "test" équivalent à ⇗	$Io = 50\,\hat{m}A$	$\hat{50}.10^{-3}$ V.	$25.10^{-3}\,\hat{V}$.	2,22 $\hat{V}$.	2 $\hat{V}$.	Gamme 1 $G = 1$ 2 $\hat{V}$.	12 $\hat{V}$.	avec $t = 1,5\,\mu s$ $T = 20$ ms 3,35 V ($G \# 0,28$)	$V\rho = 215$ mV ⇒ Lecture 3,75 μA

GRAPHE

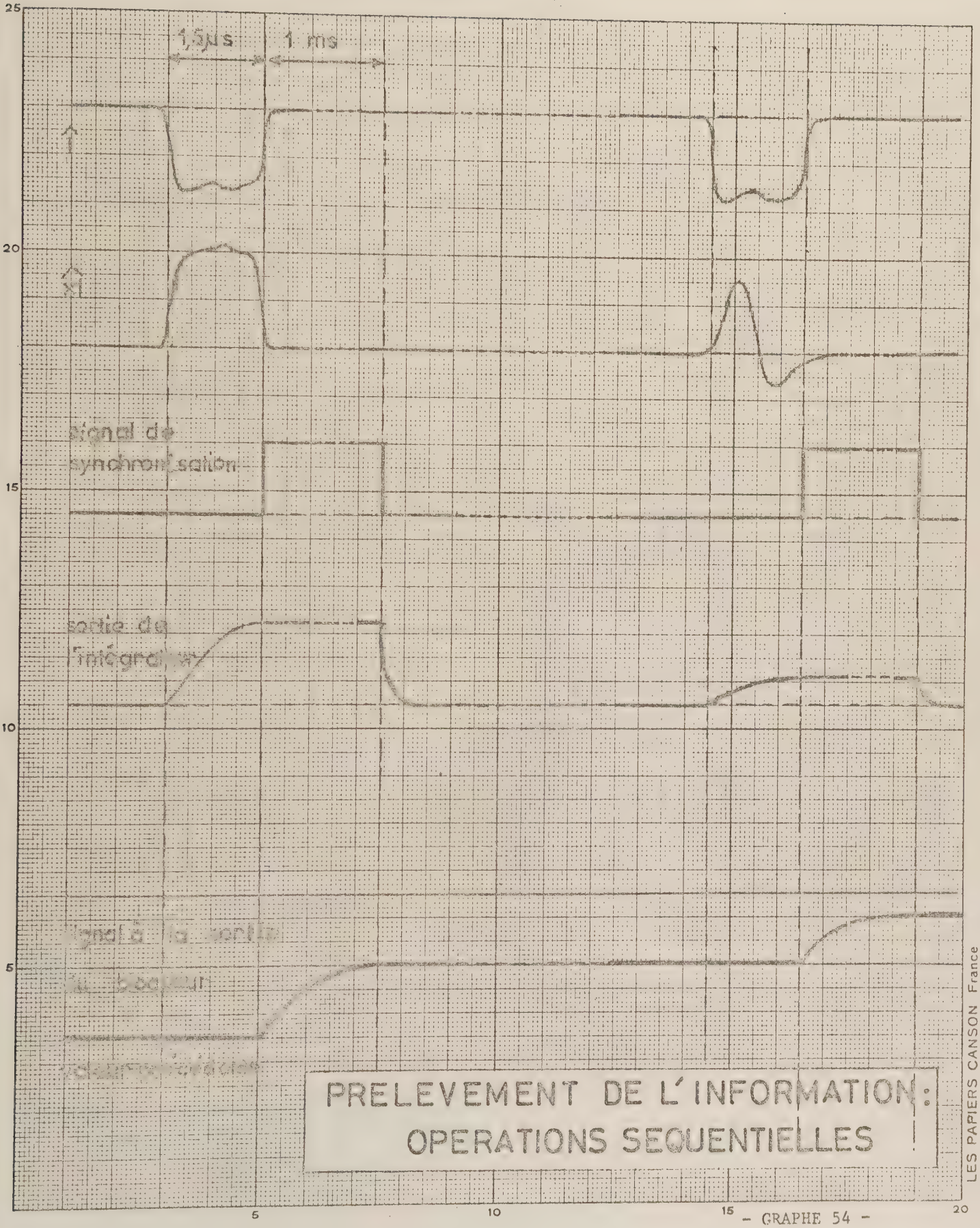
CHAINE DE MESURE DE POSITION



Gains	$300.10^6 \hat{W}/\hat{A}^2$	$2/3\ \hat{W}/\hat{A}^2 m^2$	3.10^{-5}	0,9	Gamme 1 Gain 1 " x2,5 " 0,4 " x5 " 0,2 " x10 " 0,1	8	$4600\frac{t}{T}$ avec t = 1,5µs T = 20ms ⇒ G = 0,35	• Div. par 1 R=0 n=0 2 R=2K n=1t 3 R=4K n=2t 4 R=6K n=3t 5 R=8K n=4t	
Niveau de sortie : Pour $\overline{I}$ = 5 µA avec t = 1,5 µs ($\hat{I}$ = 66,5 mA) T = 20 ms et un écart de 5mm			$\hat{2}$ V	$\hat{1,8}$ V	Gamme 1 $\hat{1,8}$ V	$\hat{14,5}$ V	$\overline{5}$ V	Potentiomètre réglage 4 tours soit 8 KΩ	Lecture écart 5mm



SIGNAL DE POSITION POUR $\dot{I}_0 \# 150$ mA



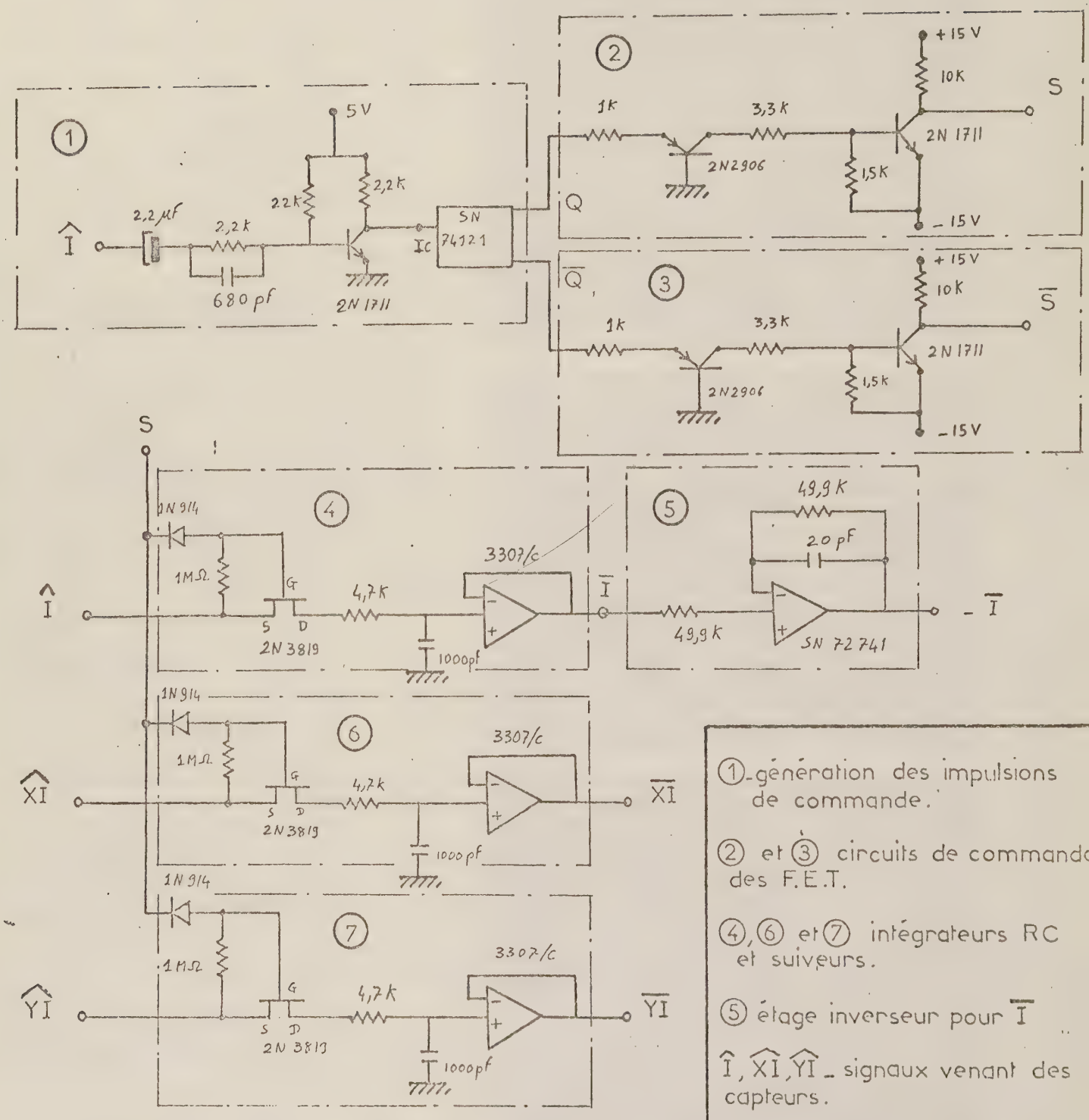
PRELEVEMENT DE L'INFORMATION : OPERATIONS SEQUENTIELLES

- GRAPHE 54 -

LES PAPIERS CANSON France

CARTE N°1

Circuit de commande: intégrateurs + suiveurs



①-génération des impulsions de commande.

② et ③ circuits de commande des F.E.T.

④, ⑥ et ⑦ intégrateurs RC et suiveurs.

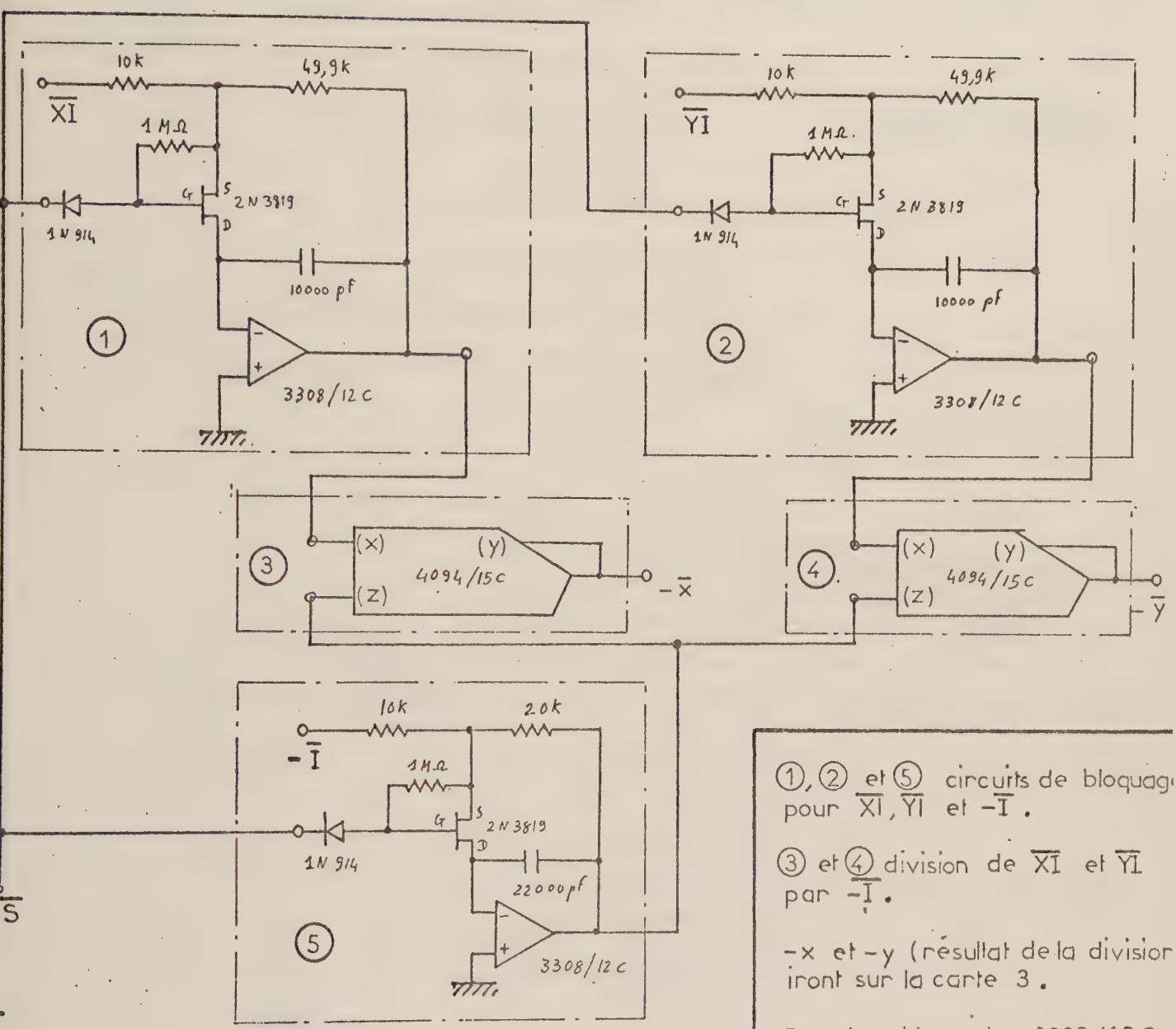
⑤ étage inverseur pour $\overline{I}$

$\hat{I}$, $\hat{XI}$, $\hat{YI}$ - signaux venant des capteurs.

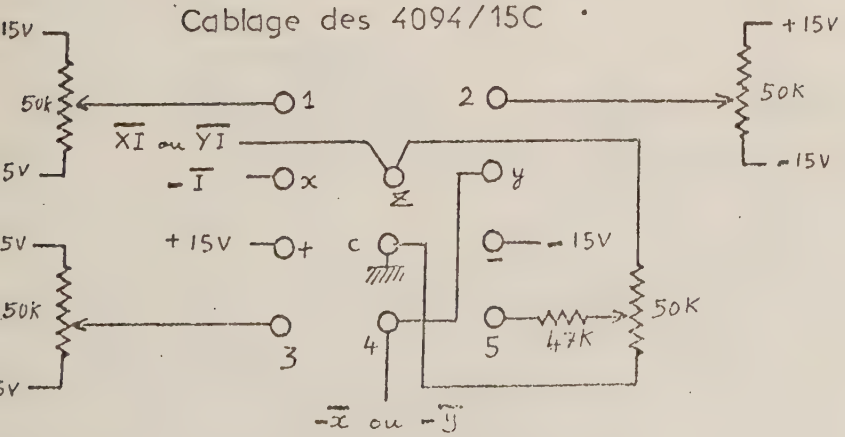
$\overline{S}$ commande des bloqueurs de la carte 2, de même que $\overline{I}$ $\overline{XI}$ $\overline{YI}$.

CARTE N°2

Bloqueurs et diviseurs.



Cablage des 4094/15C



①, ② et ⑤ circuits de bloquage pour $\overline{XI}$, $\overline{YI}$ et $-\overline{I}$.

③ et ④ division de $\overline{XI}$ et $\overline{YI}$ par $-\overline{I}$.

$-x$ et $-y$ (résultat de la division) iront sur la carte 3.

Pour le cablage des 3308/12C voir carte 1 identique au 3307/12C.

SERVICE FAISCEAU HB/AM n° 063/67	BOBINES	G T 1	tir e^- position : début de section 3

I - **Champ de correction :** $B = \frac{y}{2\,l} \times \frac{Eo}{c\ \mathrm{Log}\left(\frac{V1 + VD}{V1}\right)}$

l = longueur des bobines courtes

$\frac{VD}{V1} = az = \frac{e\ Eo}{m_o\ \alpha_1\ C^2}$: rapport de l'énergie acquise par l'électron entre les bobines et l'abcisse D, sur l'énergie acquise avant les bobines. Avec $V_1 = 96$ MeV et $V_D = 96 + (2.72) = 240$ MeV

$\mathrm{Log}\left(1 + \frac{VD}{V1}\right) = \mathrm{Log}\ \frac{240}{96} = \mathrm{Log}\ 2{,}5 = 0{,}94$

$E_o = \frac{72.10^6}{6} = 1{,}2.10^7$

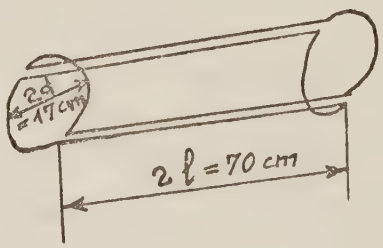
$B = \frac{9.10^{-3}}{0{,}7} \cdot \frac{1{,}2.10^7}{3.10^8.\ 0{,}94} = \frac{10{,}8.10^{-4}}{1{,}97} = 5{,}5.10^{-4}$ Tesla $= 5{,}5$ Gauss.

B = 5,5 GAUSS.

II - **Calcul approché du jeu de bobines de guidage :**

Dans le cas $\phi \ll 1$, nous pouvons exprimer le champ de correction sous la forme :

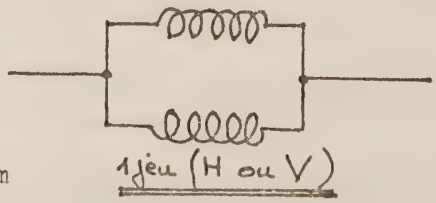
$H = \frac{1}{2\pi}\ \frac{I}{d}\ 4\pi\ 10^{-3}\ 2N$



avec : H Oersteds
I Ampères
d mètres
N nombre de spires/bobine

$\Longrightarrow \quad \sum 2NI = \frac{Hd}{2.10^{-3}} = \frac{5{,}5.0{,}17}{2.2.10^{-3}} = 235$

$\sum NI = \frac{Hd}{4.10^{-3}} = \frac{5{,}5 \times 0{,}17}{2.4.10^{-3}}$ **$\sum NI = 118$ A.t**



Caractéristiques des bobines :

Montage : Parallèle

Fil de cuivre : Ø = 40/100 mm $\Longrightarrow$ ρ = 140 Ω/Km

Longueur moyenne d'une spire : (2.27) + (2×70) = 194 cm = 1,94 m.

Nombre de spires/bobine N = 400 sp./bob.

Longueur de fil/bobine : 400 × 1,94 = 780 m.

Résistance/bobine : (théorique) 0,78 Km × 140 Ω/Km ≠ 110 Ω

Résistance/jeu : (théorique) ≠ 55 Ω

Courant maximum/bobine : $\frac{30V}{110\Omega} = 273\ mA$

Courant maximum/jeu : $\frac{30V}{55\Omega} = 545\ mA$

Champ maximum/bobine : $H_{max} \# \frac{1}{2\pi} \frac{I}{d} 4\pi 10^{-3}.2N = \frac{4NI}{d} 10^{-3} = \frac{4.400.0,273.10^{-3}}{85.10^{-2}}$

$= 5,15$ Oe

Champ maximum/jeu :

H max/bobine	≃ 5 Oe	Oe
H max/jeu	≃ 10	Oe

$\Sigma NI = 2.400.0,273$

$\Sigma NI = 216,5$ A.T.

Longueur du fil de cuivre utilisé : 4 bobines x 780 m/bobine = 3120 m = 3,2 Km

Poids du fil de cuivre nécessaire : P = 1,12 Kg/Km x 3,2 Km

P # 3,6 Kg

III - Erreur commise sur le calcul simplifié du champ créé par les bobines courtes :

Nous pouvons définir un facteur de forme α de la bobine :

$$\alpha = \frac{2l}{d} = \frac{70.2}{17} = 8,3$$

L'expression de l'erreur commise est de la forme :

$$\varepsilon = 1 - \frac{\alpha}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{4}}} \right)$$

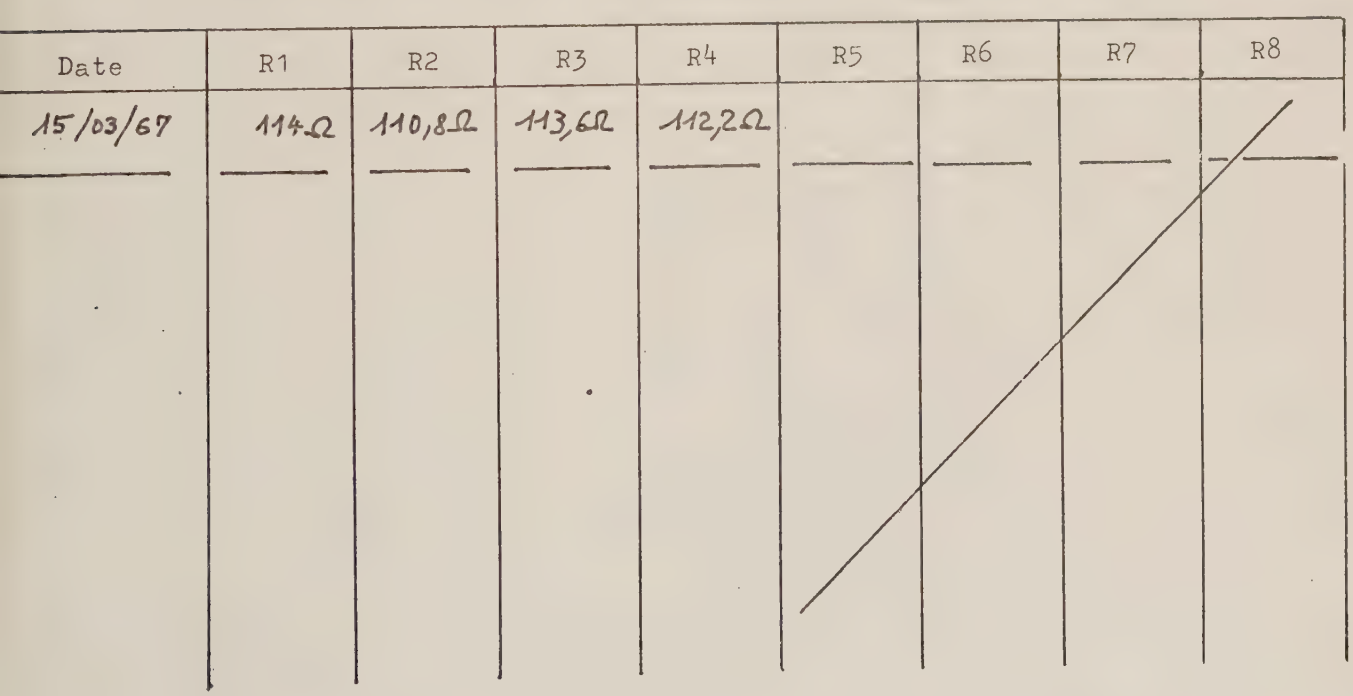
Coefficient de sécurité : $\frac{\mathcal{B}_{nécessaire}}{\mathcal{B}_{max\ disponible}} \simeq 1,8$

soit ici $\varepsilon = 2,5$ %

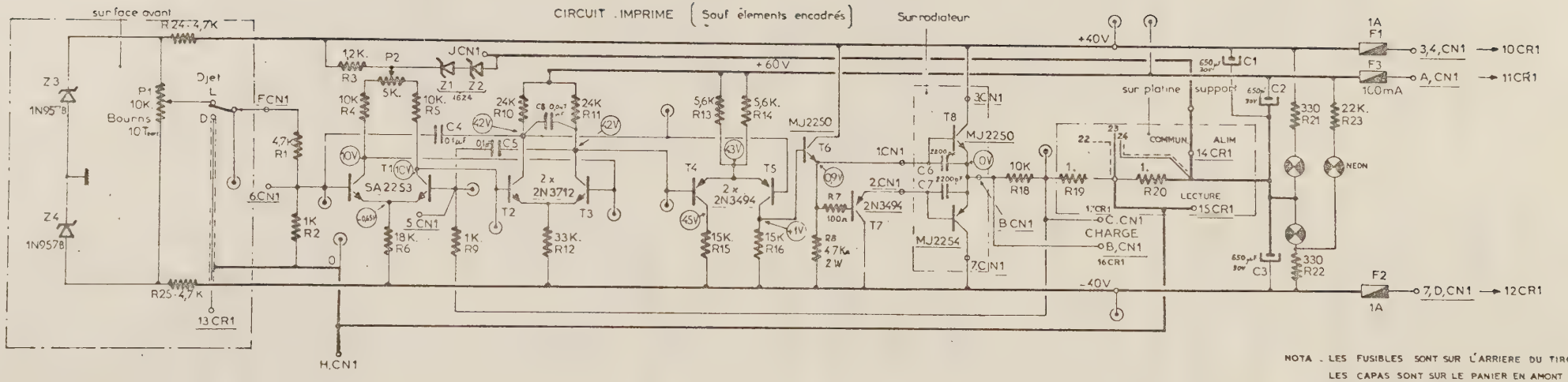
H max/bobine = (5 ± 0,125) Oe	H max/jeu = (10 ± 0,25) Oe

IV - Relevé des résistances des bobines (mesurées au pont de Wheatstone AOIP B 24)

Date	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
15/03/67	114Ω	110,8Ω	113,6Ω	112,2Ω				



- GRAPHE 57bis -

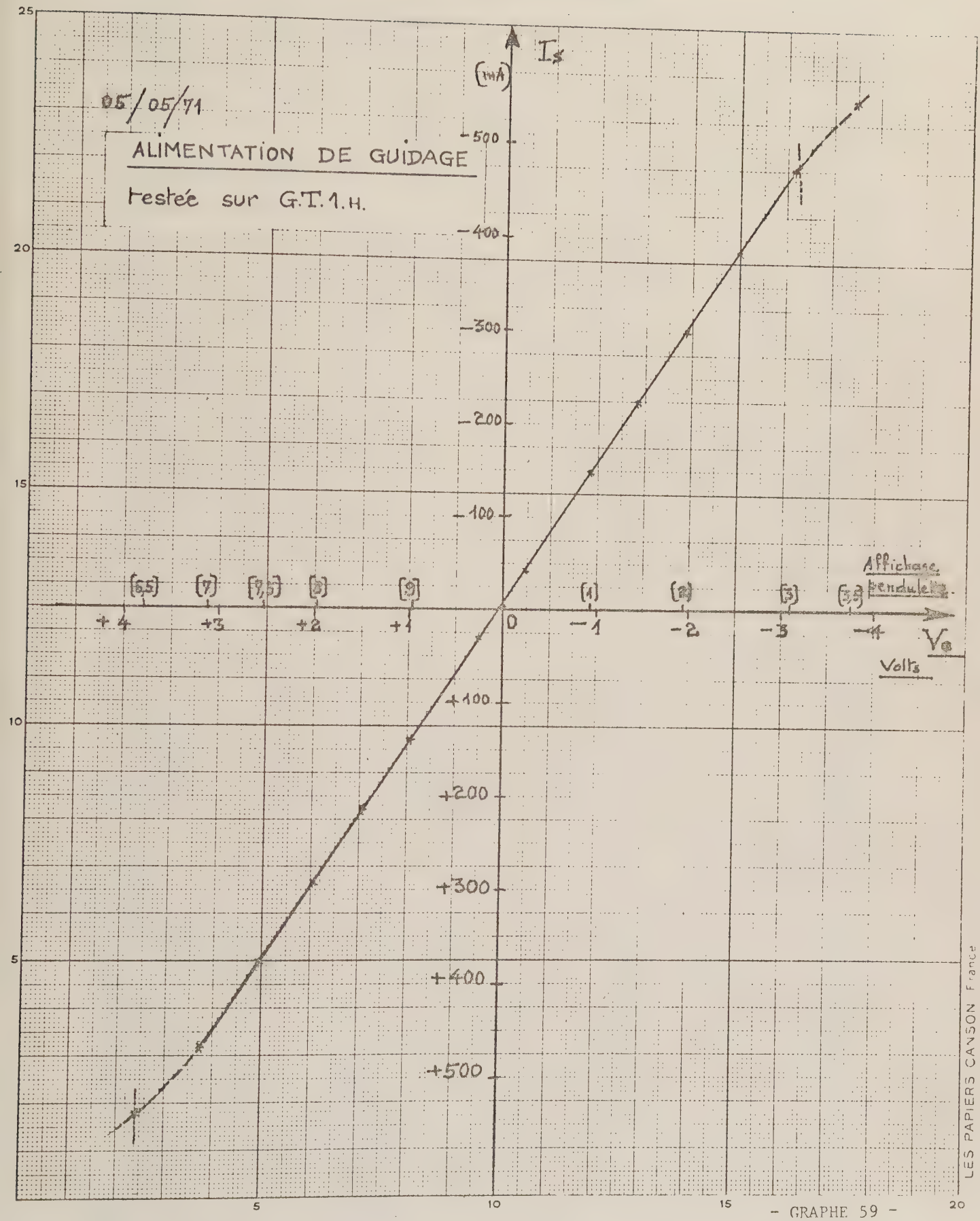


NOTA . LES FUSIBLES SONT SUR L'ARRIERE DU TIROIR
LES CAPAS SONT SUR LE PANIER EN AMONT DES FUSIBLES

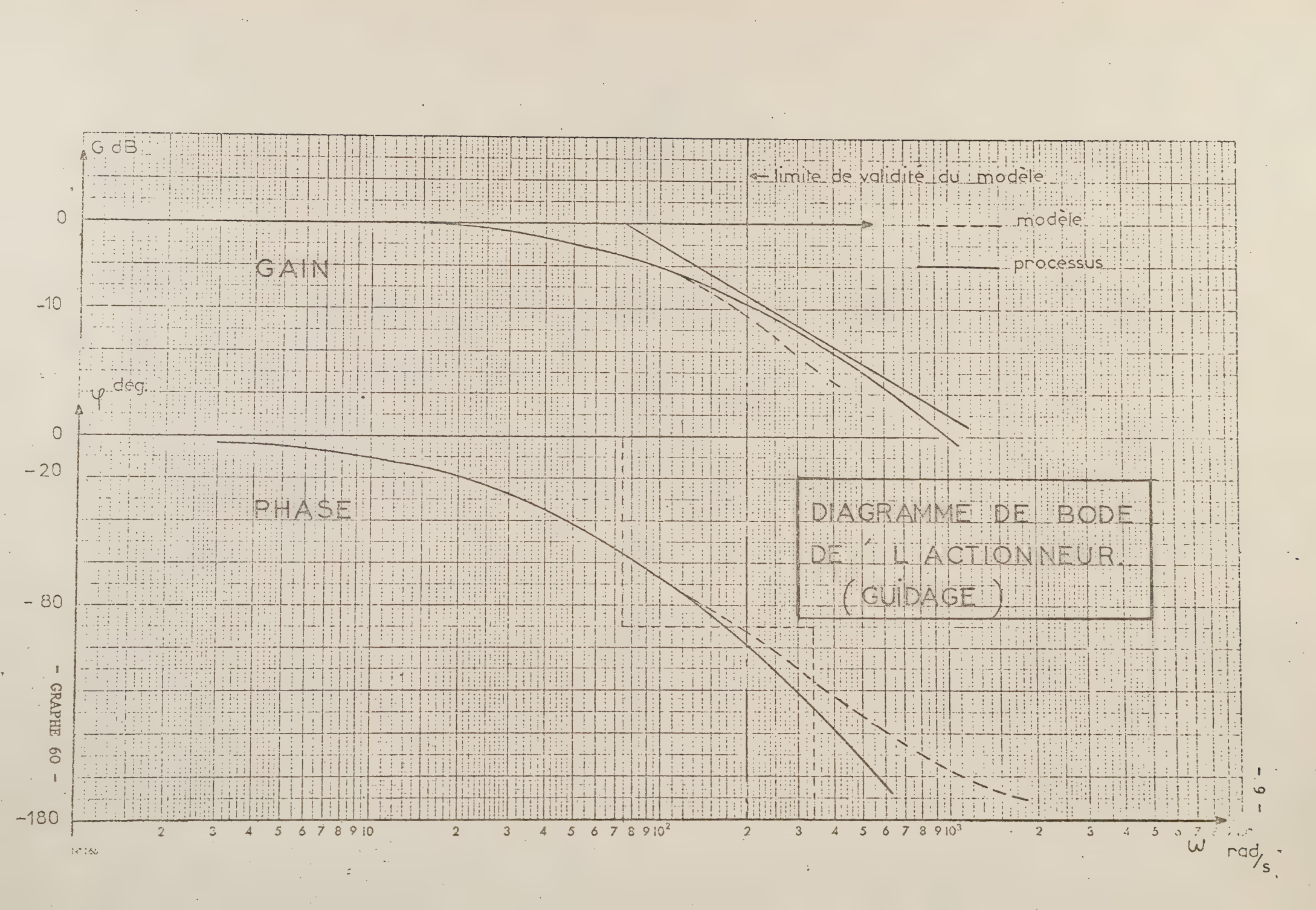
⊙ POINTS TEST

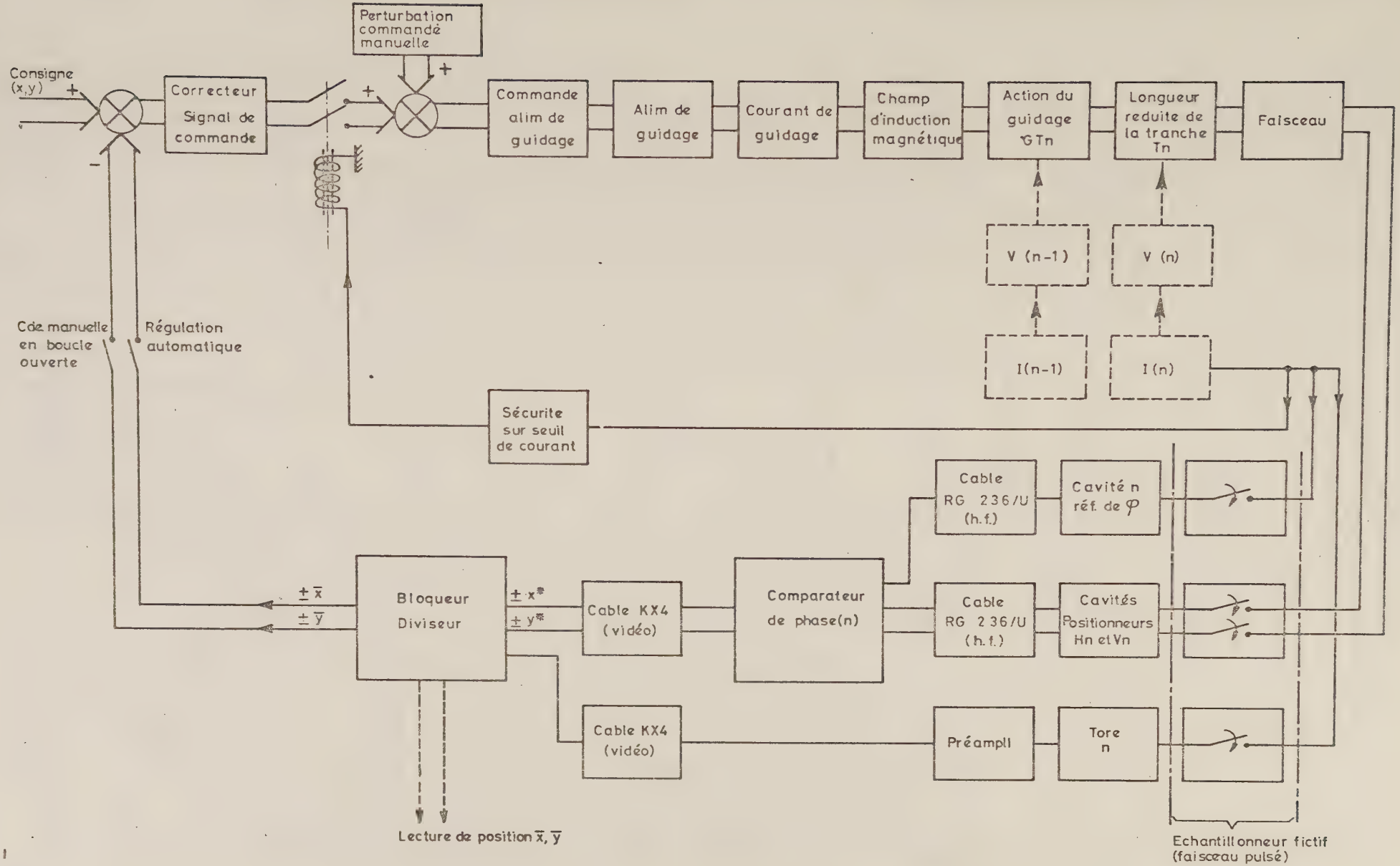
MODIFIE LE 3-12-1967
LE 21-3-1968

ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE LABORATOIRE DE L'ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE Faculté des Sciences, ORSAY	Dossier C.F. 1
AMPLI. DE COURANT ± 1A	

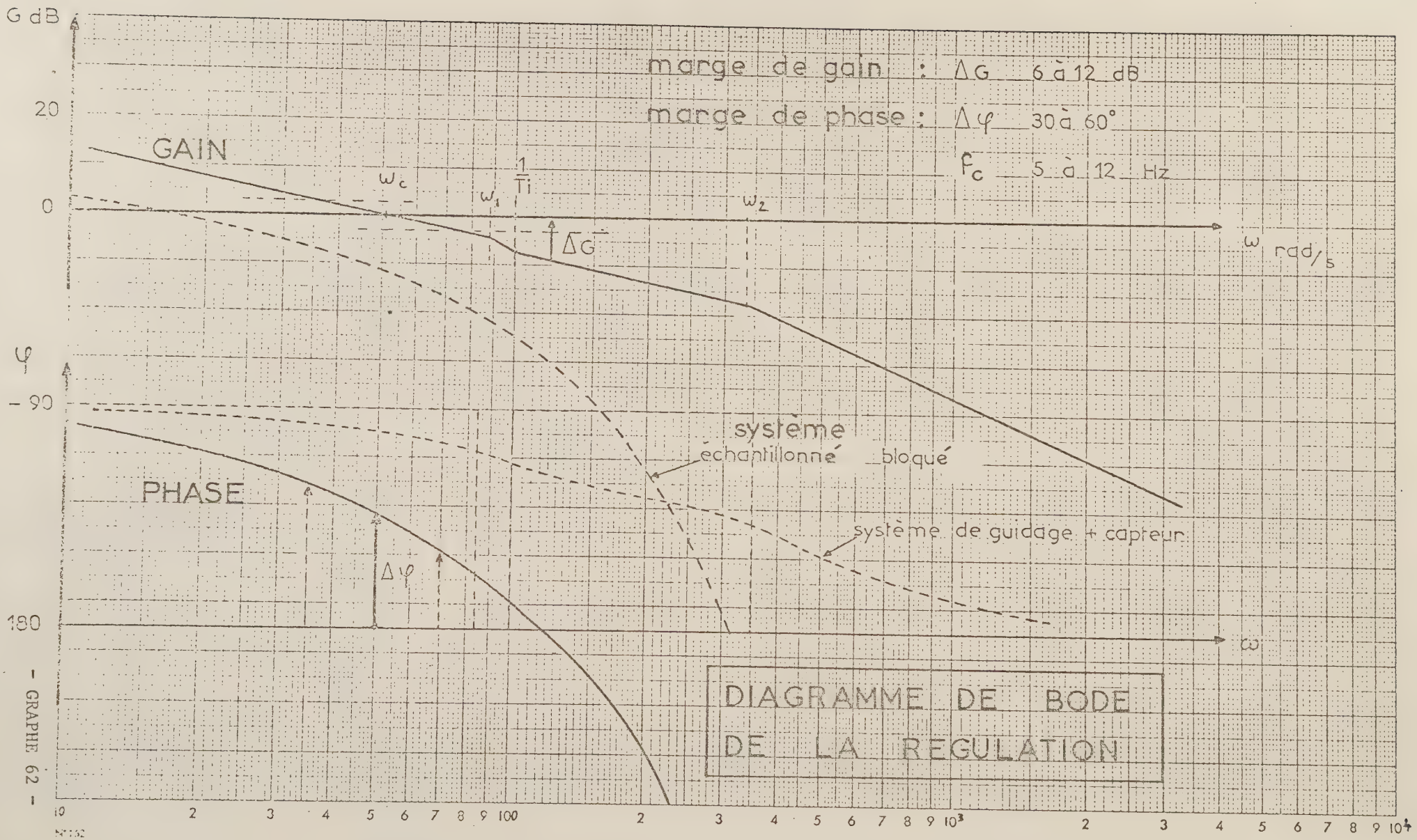

05/05/71
ALIMENTATION DE GUIDAGE
Testée sur G.T.1.H.
Is
(mA)
-500
-400
-300
-200
-100
+100
+200
+300
+400
+500
Affichage pendule
(5,5) (7) (7,5) (8) (9) (1) (2) (3) (3,5)
+4 +3 +2 +1 0 -1 -2 -3 -4
Vs
Volts
25
20
15
10
5
5 10 15 20
LES PAPIERS CANSON France

- GRAPHE 59 -


G dB
0
-10
GAIN
φ deg.
0
-20
PHASE
- 80
-180
← limite de validité du modèle
modèle
processus
DIAGRAMME DE BODE
DE L'ACTIONNEUR
(GUIDAGE)
2 3 4 5 6 7 8 9 10 2 3 4 5 6 7 8 9 10² 2 3 4 5 6 7 8 9 10³ 2 3 4 5
ω rad/s



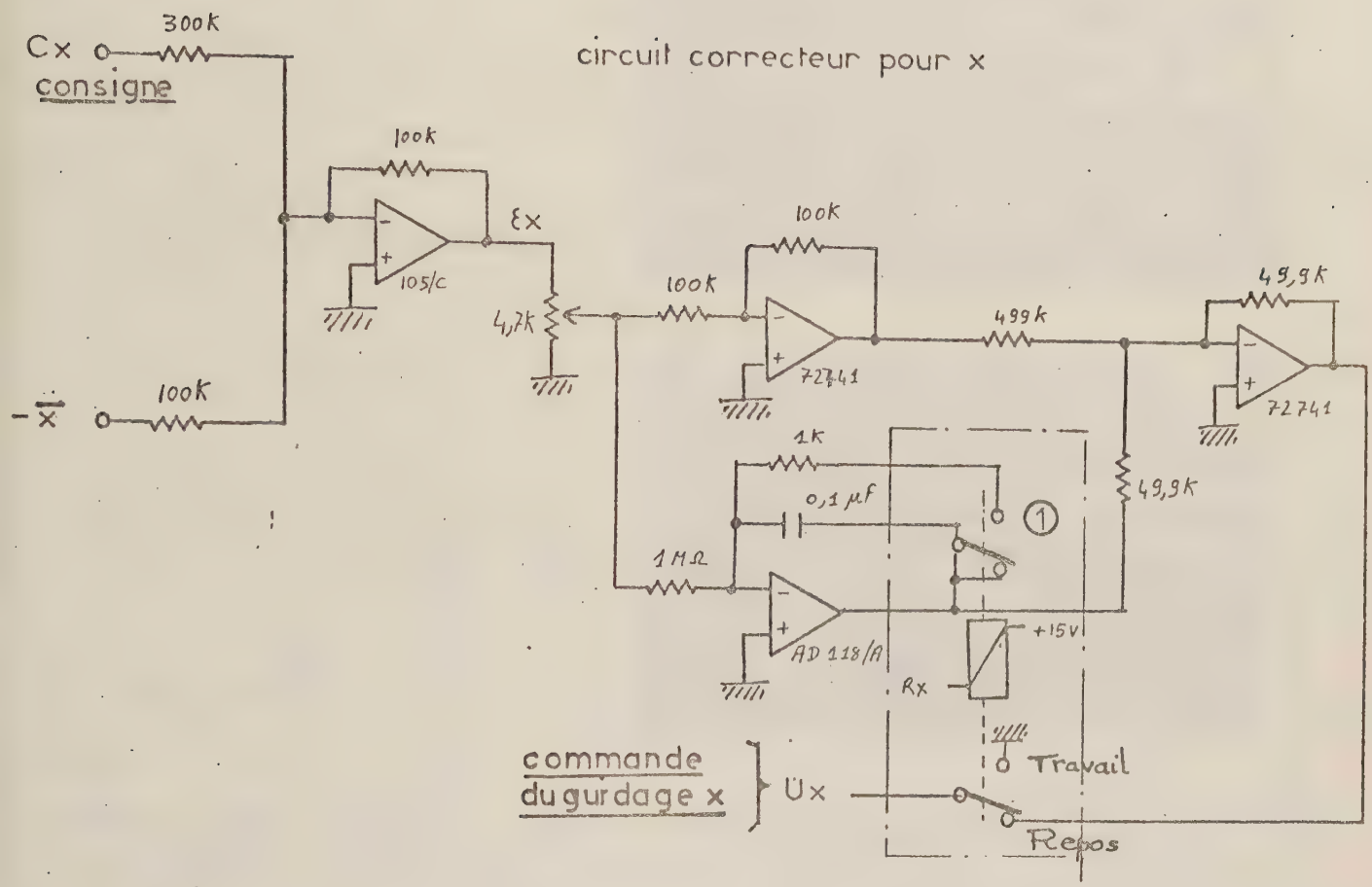
SYNOPTIQUE DE LA REGULATION


G dB
20
0
GAIN
ω_c
ω_1
$\frac{1}{Ti}$
ω_2
ΔG
ω rad/s
φ
- 90
PHASE
$\Delta\varphi$
- 180
système
échantillonné
bloqué
système de guidage + capteur
ω
marge de gain : ΔG 6 à 12 dB
marge de phase : $\Delta\varphi$ 30 à 60°
f_c 5 à 12 Hz
DIAGRAMME DE BODE
DE LA REGULATION
- GRAPHE 62 -
10 2 3 4 5 6 7 8 9 100 2 3 4 5 6 7 8 9 10^3 2 3 4 5 6 7 8 9 10^4

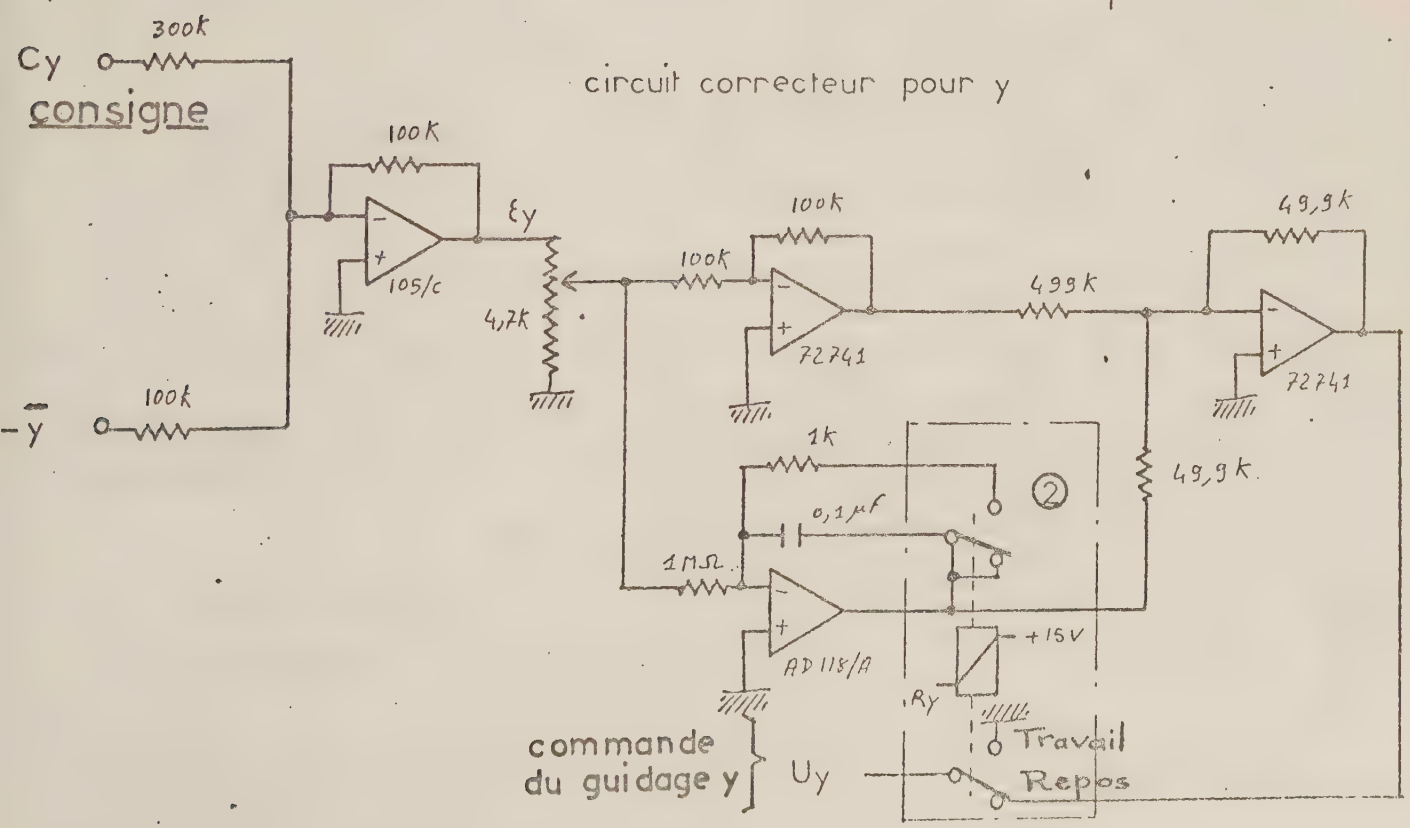
CARTE N° 3

Correcteurs P.I.

circuit correcteur pour x

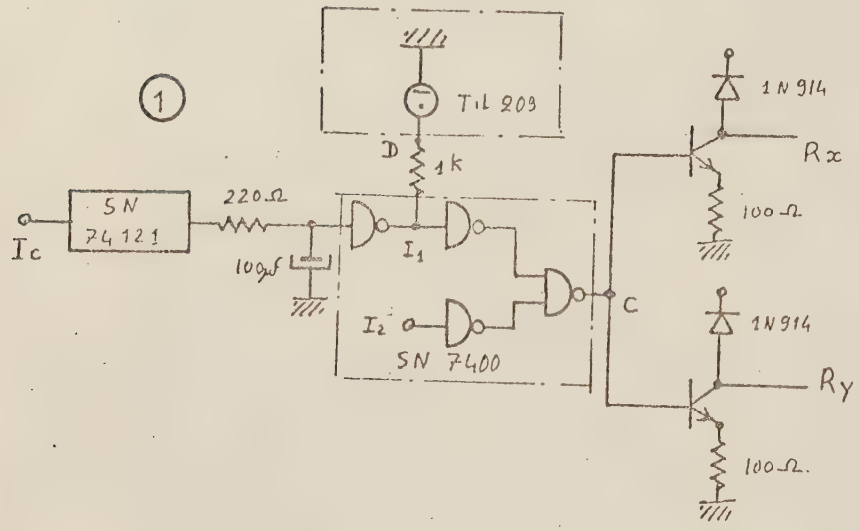


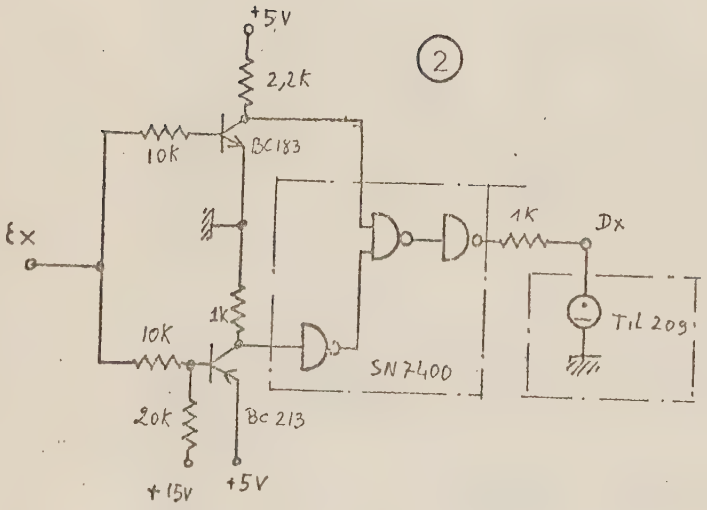
circuit correcteur pour y

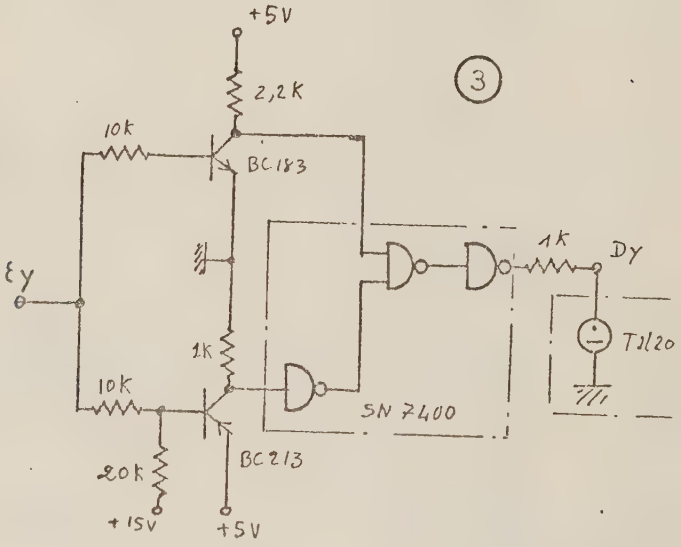


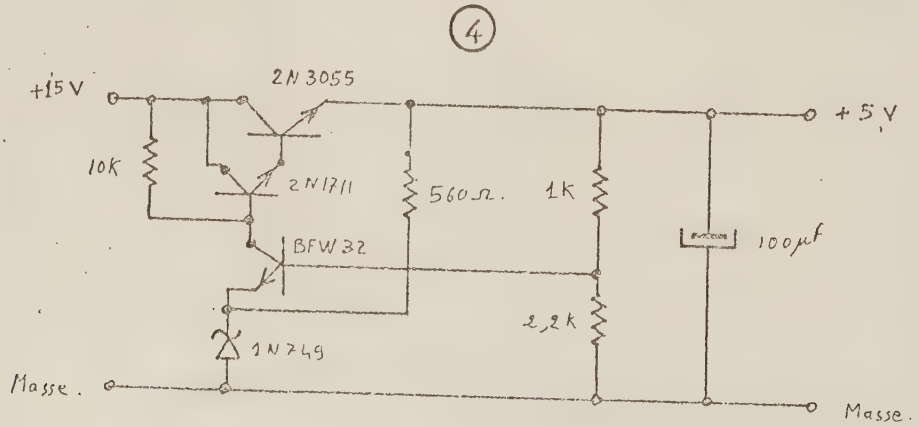
CARTE N° 4

Commande de relais ; indicateurs de seuil ; alimentation 5 V









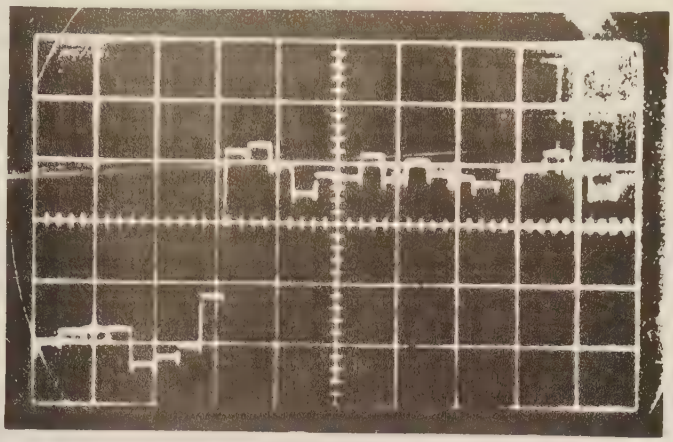
REPONSE A UN ECHELON DE CONSIGNE

(Signal d'erreur à la sortie du diviseur)

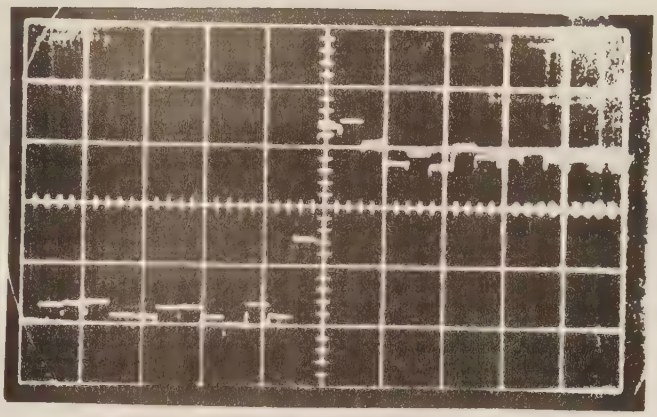
Echelon de 3mm en x et en y
pour $\hat{I}$ = 50mA

Positionneur 1. Voie x

50ms/cm
1V/cm ⟺ 1mm de déflexion



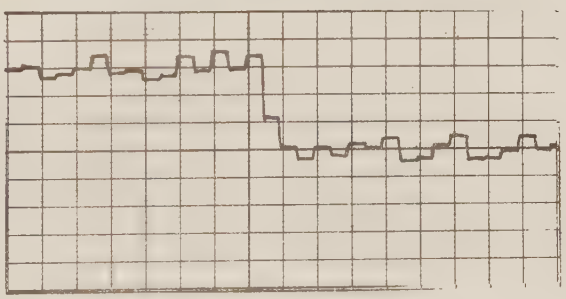
Voie y



Echelon de 3mm
pour $\hat{I}$ = 100mA

Voie x

1V/carreau ⟺ 1mm
50ms/carreau

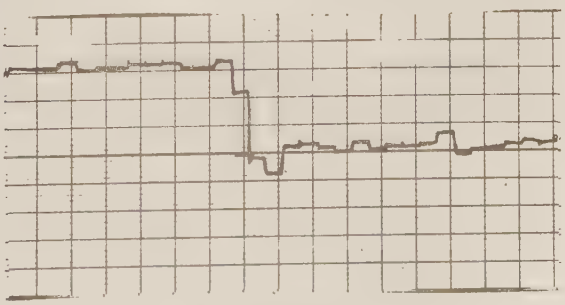


$\hat{I}$ = 100 m A

Echelon de 3mm
pour $\hat{I}$ = 300mA

Voie x

1V/carreau ⟺ 1mm
50ms/carreau



$\hat{I}$ = 300 m A

STABILITE DU FAISCEAU EN BOUCLE OUVERTE, FERMEE

(Signal d'erreur en sortie du diviseur).

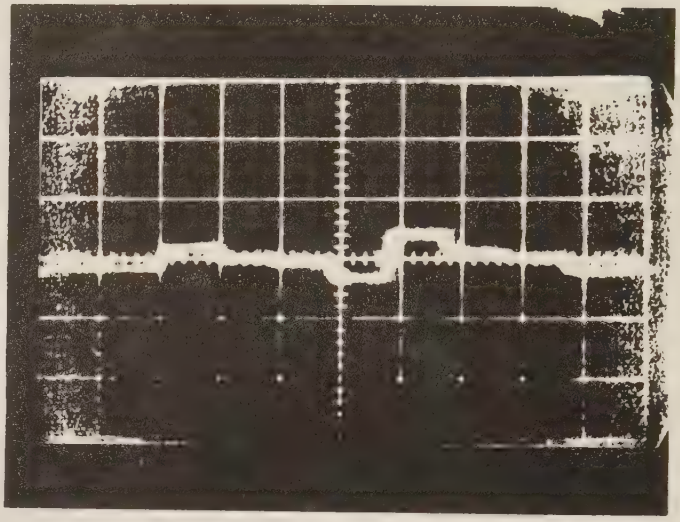
BOUCLE FERMEE

Signal de position pour un faisceau centré, avec $\hat{I}$ = 50mA.

Observation après 2 sessions (24h) : dérive statique nulle.

La dispersion des écarts crêtes, par rapport à la valeur moyenne, est inférieure à ± 0,5mm.

Photo a



20ms/cm 1V/cm

BOUCLE OUVERTE

Dérivé de la position du faisceau, correctement centré à to + 5minutes, observé à to + 20 minutes.

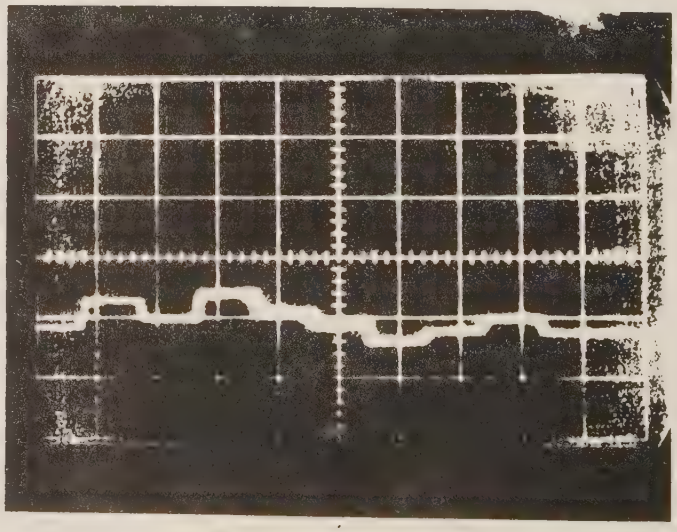
(to : début du tir)

$\Delta x \neq -1mm$ (moyen)

(L'essai précédent donnait

$\Delta x \neq +0,8mm$)

Photo b



20ms/cm 1V/cm

REMERCIEMENTS

Je suis très reconnaissant à Messieurs les Professeurs BLANC-LAPIERRE et LAGARRIGUE de m'avoir donné la possibilité de réaliser ce travail dans le cadre du service technique Linac.

J'exprime toute ma gratitude à Messieurs BURNOD et BRUNET qui m'ont orienté sur cette étude et témoigné leur confiance.

J'ai bénéficié d'une longue collaboration amicale avec Monsieur CHEHAB qui m'a constamment guidé dans cette spécialisation. La tâche ingrate de superviser cette thèse lui a été confiée. Lui-même et Monsieur SUD ont suivi avec intérêt l'avance du sujet et m'ont prodigué leurs conseils, tout en assurant les moyens de mise en oeuvre. Qu'ils trouvent ici le témoignage de ma reconnaissance.

Je tiens à remercier le Centre d'Automatique de l'E.S.E., particulièrement Monsieur VIAULT, Chef de Service, qui a mis à ma disposition un potentiel appréciable de son groupe, au contact duquel j'ai toujours trouvé une bienveillante compréhension. La participation amicale et spontanée de Monsieur TANGUY, son aide précieuse et ses remarques critiques m'ont beaucoup apporté. Je suis heureux de le remercier ici, ainsi que Monsieur CORSIN pour son aimable intervention.

Monsieur OHAYON m'a permis d'achever l'étude au sein du service Aimants : je l'en remercie vivement.

Je remercie les membres des services :

. LINAC, plus spécialement Monsieur MELARD et le groupe Faisceau.
. Electronique Accélérateur, en particulier Messieurs DAMANY et ROUDIER.
. Electronique Entretien, surtout le groupe de Monsieur COLLAS.
. ACO, notamment Monsieur PLAGES.
. Aimants, particulièrement Madame BRIAND et Monsieur RENARD

qui m'ont aidés aux divers stades de l'étude et de la réalisation, ainsi que Monsieur MICHARD et l'équipe des opérateurs qui m'ont apporté

leur concours en maintes occasions, particulièrement Monsieur MOUTON.

Je dois à la bienveillante attention de Madame ALGARDY d'avoir pu faire dactylographier ce texte, sous sa direction et avec soin par Mesdemoiselles FAVENNEC et TIBERTY. Je les remercie très sincèrement ainsi que Monsieur FRANCOIS qui, avec l'aide de Messieurs OLLIER et PENNEC, en a assuré l'impression.

Désireux de remercier chacun, je renouvelle à tous mes sentiments de reconnaissance.